Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

6. JAHRESTAGUNG DER ELEKTROTECHNIKER

25X1

KDT

WEIMAR

1955

Tagungsbericht

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

1955

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Sämtliche Vorträge wurden auf der **6. Jahrestagung der Elektrotechniker in Weimar 1955 gehalten und sind als Manuskript gedruckt.**

Herausgegeben
im Auftrag der Kammer der Technik mit Unterstützung
des Ministeriums für Schwermaschinenbau

Redaktion

Dipl.-Ing. *Norbert Wass*

Ing. *S. Deicke* · Ing. *R. Fuchsmann* · *J. Gerth* · Phys. *H. Kaempfer* · Ing. *H. Köppen* · Dipl.-Phys. *G. Krüger* · Techn. Ass. *M. Löffler* · Dipl.-Volksw. *I. Ramjoths* · Dr.-Ing. *P. Reichhardt* · Ing. *F. Petersohn* · Dipl.-Ing. *J. Reichenbach* · Dipl.-Ing. *H. Schlegel*

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Inhaltsverzeichnis

Begrüßungsansprache 13
Prof. Dipl.-Ing. *J. Stanek*

Verleihung der Goldenen Ehrennadel der Kammer der Technik an Minister *Rau* und Prof. *Stanek* 21
Max Günther

Über die planmäßige Weiterentwicklung der Elektrotechnik in der Deutschen Demokratischen Republik 25
Erich Apel, Minister für Schwermaschinenbau

Ein Elektronen-Präzisionsoszillograf mit wenigen µ Schreibfleckdurchmesser 42
Stalinpreisträger *Manfred von Ardenne*

Probleme der Funkortung 68
Prof. Dr.-Ing. *H. Frühauf*

Zum Problem der Lebensdauer von Großtransformatoren 110
Prof. Dr. phil. nat. *H. Stamm*

Technische Normung und Standardisierung 128
Ing. *W. Meister*

NACHRICHTENTECHNIK

1. Fernsehen und Oszillografie

1.1 Erkenntnisse und Technik des Farbfernsehens 135
Dr.-Ing. *Neidhardt*

1.2 Wirkungsweise, Eigenschaften und Aufbau des Vidikons 151
Dipl.-Phys. *Kunze*

2. Hochfrequenztechnik

2.1 Berechnung der Feldbilder in Hohlrohrleitern 175
Dipl.-Ing. *Wiegmann*

2.2 Über die Wirkungsweise der Anodenselbstmodulation 196
Dr. *Lange*

2.3 Impulserzeugung mit und ohne Röhren 212
Dipl.-Ing. *Schöner*

2.4 Die Abstrahlung [illegible] Leistungen im UKW- und Dezimeterbereich mittels Thermistorsender 223
Dipl.-Phys. *Kreil*

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2.5 Strahlungsdiagramm eines Rotationsparabolspiegels, gemessen mit dem Gewinn und gegebenem Primärdiagramm . . .
F. Müller

2.6 Besondere Probleme bei der Verstärkung ultrahoher Frequenzen . . .
Ing. *Boden*

2.7 Strahlungsschreiber 27
Dr. *Rosenstein*

2.8 Über die Berechnung der Verzerrungen frequenzmodulierter Schwingungen in Siebmitteln, insbesondere im ZF-Teil von FM-Empfängern 280
Dr. *Woschni*

2.9 Empfindlichkeitsmessungen an UKW-Empfängern 293
Dr. *Krutzsch*

2.10 Die Automatisierung in der Sendertechnik, dargestellt am Beispiel eines automatischen Antennenanpaßgerätes 304
Ing. *Schöps*

3. Röhrentechnik

3.1 Der Zündmechanismus von Ignitronzündstiften 317
Dipl.-Ing. *Ullrich*

3.2 Der moderne Stand der Fernsehbildröhrenfertigung 329
Ing. *Reißenberg*

3.3 Sekundärelektronenvervielfacher 339
Dr. *Bohm*

3.4 Die elektrischen Leitfähigkeit der Erdalkalioxyde und ihre Bedeutung für die Oxydkathode 383
Dr. *Thomas*

4. Bauelemente

4.1 Meßtechnische Kontrolle [illegible] von Bauelementen der Nachrichtentechnik 393
Dipl.-Ing. *Schmidt*

4.2 Meßmethoden zur Bestimmung der Kennzahlen von Si-Dioden im Mikrowellengebiet 401
Ing. *Otto*

4.3 Ohmsche Widerstände aus Verbundwerkstoffen 417
Dipl.-Ing. *Hamisch*

4.4 Elektrolyt- oder Trockenkondensator 433
Ing. *Wernitz*

5. Drahtnachrichtentechnik

5.1 Neue Erkenntnisse bei der Entwicklung von Trägerfrequenz-Leitungsverstärkern 441
Dipl.-Ing. *Kleiner*

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

STARKSTROMTECHNIK

6. Energieversorgung und Verteilung

6.1 Perspektiven der Entwicklung der Elektroenergiewirtschaft 451
Dr.-Ing. *Schwarz*

6.2 Leitungs- und Stromkreisbezeichnungen in großen Verbundnetzen . . 464
Dr.-Ing. *Reißig*

6.3 Über Gesichtspunkte, die bei der Inbetriebnahme von Turbogeneratoren zu berücksichtigen sind 475
Obering. *Conrad*

6.4 Durchschlagwechselspannung von Luftstrecken in Hochspannungsanlagen von 10 ... 30 kV 486
Prof. Dr.-Ing. *Obenaus*

6.5 Auswertung von Schäden an elektrischen Anlagen durch Gewitterüberspannungen 505
Ing. *Becker*

6.6 Zum Problem des Überschlages von Isolatoren bei Verschmutzung und Feuchtigkeit 532
Dipl.-Ing. *Schmidt*

6.7 Möglichkeiten und Grenzen der Kupfereinsparung an stromführenden oder unter Spannung stehenden Armaturenteilen 534
Obering. *Schemelli*

6.8 Versuche mit einem neuartigen Distanzrelais auf elektronischer Grundlage 543
Ing. *Hertel*

6.9 Hochfrequenztransmierungsgerät 553
Dipl.-Ing. *Schneider*

6.10 Normung, Typung und Standardisierung für das Gebiet der Energiewirtschaft 559
Ing. *Kuscheritz*

6.11 Konstruktive Änderungen im Gittermastbau mit Erläuterungen der Berechnungsweise 571
Ing. *Brake*

7. Elektrische Maschinen und Transformatoren

7.1 Das Problem der mechanischen Schwingungen im Elektromaschinenbau . 575
Dr. phil. nat. *Schmidt*

7.2 [illegible] . . . . . [illegible]
Dr.-Ing. *Lorenz*

7.3 [illegible] . . . . . [illegible]
Ing. *Berg*

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

7.6 [illegible]
[illegible]

7.7 [illegible] Transformatoren [illegible]
[illegible]
Dipl.-Ing. *Hecker*

7.8 Über die Dimensionierung radialgeblechter Transformatoren mit Drosselspulen 65
Dr.-Ing. *Dittrich*

7.9 Probleme beim Bau und Betrieb von Hydrogeneratoren 664
Dipl.-Ing. *Mönnig*

7.10 Verbesserung der Spannungskurve der Prüftransformatoren 677
Dr.-Ing. *Schießl*

7.9 Willkürliche Auslösung von Stoßanlagen 687
Ing. *Dummer*

7.10 Messung der Fehlergrößen von Stromwandlern und der Verlustfaktoren von Transformatoren mit einem Bereichswandler 691
Dipl.-Ing. *Schubert*

8. Regelungstechnik

8.1 Fortschritte im Bau magnetischer Verstärker 705
Dipl.-Ing. *Hornauer*

8.2 Modellregelkreise, ihre Anwendung auf die Analyse und Synthese von Regelvorgängen und Regelgeräten 715
Obering. *Klemke*

8.3 Elektronisch-optische Höhenmeßeinrichtung für Planiergeräte 741
Ing. *Rosenberg*

9. Elektrotechnik im Haushalt und in der Landwirtschaft

9.1 Die Elektrizität als Helfer in der Landwirtschaft 749
Dipl.-Ing. *Friedrich*

9.2 Forderungen und Untersuchungen an elektrischen Backgeräten für den Haushalt 772
Obering. *Schultz*

10. Kabel und Leitungen 787

11. Elektrische Bearbeitungsverfahren

11.1 Der elektrische Lichtbogen und seine Anwendung am Beispiel der Schutzgas-Schweißung 789
Dipl.-Ing. *Weinschenk*

11.2 Die Abbautheorie bei der elektroerosiven Metallbearbeitung und ihre praktische Bedeutung . . . . . 80[illegible]
Dipl.-Ing. *Olbrich*

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

11.3 Technologie der elektroerosiven Bearbeitung von Hartmetall-Ziehsteinen 815
Ing. *Zorn*

11.4 Hoch-, Mittel- und Netzfrequenz-Induktionsschmelzöfen und die induktive Erwärmung mit Netzfrequenz 830
Dipl.-Ing. *Dommenz*

11.5 Industrielle Anwendungsmöglichkeiten der Infrarottechnik 849
Ing. *Schulze*

12. Elektrische Fahrzeuge 861

13. Elektrochemie

13.1 Gebräuchliche galvanische Elemente 863
Dr. *Winkler*

13.2 Die Aktivierung der elektrochemisch wirksamen Elektrodenmassen alkalischer Nickel-Kadmium-Sammler und ihre Auswirkung auf den Aufbau und die Eigenschaften dieser Sammler 871
Ing. *Zimmermann*

13.3 Chemische Kinetik und Polarographie 881
Prof. Dr. *Schaarbe*

13.4 Die Bedeutung der Galvanotechnik in der Elektroindustrie in Hinsicht auf die Funktionserhaltung elektrischer Apparate und Geräte . . . 901
Prof. Dr. *Bülfinger*

13.5 Neuzeitliche Verfahren zur Einsparung von Nickel in der Galvanotechnik und die Technologie der Massengalvanisierung von Kleinteilen 908
Ing. *Böhm*

14. Anhang

14.1 Die elektrischen Isolierstoffe als technische Baustoffe 915
Prof. Dr.-Ing. *Obenaus*

14.2 Stand der Entwicklung magnetischer Werkstoffe 932
Prof. *Müller*

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Vorwort

Die 6. Jahrestagung der Elektrotechniker wurde in diesem Jahre wiederum am traditionellen Tagungsort Weimar in der Zeit vom 6. bis 11. Juni 1955 von der Kammer der Technik, Fachverband Elektrotechnik, durchgeführt. In diesem Jahr unterteilte sich erstmalig die Fachtagung in zwei Hauptgruppen, und zwar „Nachrichtentechnik" und „Starkstromtechnik". Eine umfangreiche Zahl hochwertiger Vorträge vermittelte den Teilnehmern die neuesten Erkenntnisse aus Theorie und Praxis. Besonders hervorzuheben ist, daß bei dieser Tagung auch die ökonomischen Fragen in Zusammenhang mit den fachlichen Problemen behandelt wurden.

Es zeugt von der immer größer werdenden Bedeutung der Arbeit des Fachverbandes Elektrotechnik in der Kammer der Technik und seiner Fachtagungen, wenn in Weimar neben den Wissenschaftlern, Entwicklungs- und Projektierungsingenieuren sowie Betriebs-Ingenieuren aus beiden Teilen Deutschlands namhafte Vertreter aus der Sowjetunion, aus den volksdemokratischen Ländern Polen, Ungarn und Tschechoslowakei an den Beratungen in Weimar teilgenommen haben. Die Anwesenheit der Herren Minister *Rau* und *Apel* gaben der Tagung einen besonderen Höhepunkt. Während Herr Minister *Rau* in seinen Ausführungen darauf hinwies, daß die Erzeugnisse aus den Betrieben der Deutschen Demokratischen Republik den guten Ruf deutscher Wertarbeit in der Welt festigen helfen, betonte Minister für Schwermaschinenbau, *Apel*, daß es darauf ankommt, den [illegible] Vorsprung der auf verschiedenen Gebieten der Technik gegenüber den kapitalistischen Ländern [illegible] wurde, zu sichern, und daß der Vorsprung dieser Länder auf anderen Gebieten einzuholen und zu überholen ist. Der Minister wies weiter darauf hin, daß die Elektrotechnik in jeder modernen [illegible]

[illegible] Aufgabe, das reibungslose Anlaufen und [illegible] Erfüllung des 2. Fünfjahrplanes vorzubereiten. Der Herr Minister [illegible] daß die [illegible] Elektrotechnik jetzt die Möglichkeit besitzt, alle elektrischen Maschinen und Geräte in guter Ausführung für den [illegible] herzustellen. Damit ist auch die bessere Versorgung der Bevölkerung mit Verbrauchsgütern des Industriezweiges Elektrotechnik gesichert.

Die [illegible] in der Zeit vom 6. bis 8. Juni 1955 behandelte [illegible] in der sozialistischen Industrie auf dem Gebiet der Fernseh-, Dezimeterwellen- und Hochfrequenz-Technik sowie Probleme der Ortungsgeräte und Rückstrahltechnik. Die Tagung Starkstromtechnik vom 8. bis 11. Juni 1955 behandelte Themen der Energieversorgung und Verteilung elektrischer Maschinen und Transformatoren der Elektrochemie, elektrischer Beleuchtungsverfahren und der Regelungstechnik. Die wertvollen Fachreferate fanden die volle Aufmerksamkeit der anwesenden Fachkollegen und wurden durch zahlreiche interessante Diskussionen ergänzt.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Auf der Grundlage der Beschlüsse der Sitzung des „Technischen Rates" des Fachverbandes Elektrotechnik in der Kammer der Technik wurde beschlossen, die 6. Jahrestagung der Elektrotechniker in zwei Teilen, einem nachrichtentechnischen und einem starkstromtechnischen Teil, durchzuführen. Der Erfahrungsaustausch über besondere Probleme und für spezielle Gebiete wird in der Zwischenzeit in den Fachausschüssen und auf Arbeitstagungen weitergeführt.

Die 6. Jahrestagung der Elektrotechniker in Weimar brachte wertvolle Anregungen und Hinweise, die für die weitere Arbeit der Fachkollegen aus der elektrotechnischen Industrie von großer Bedeutung sind. Um allen interessierten Kollegen Gelegenheit zu geben, die in den Referaten und Diskussionen auf der Tagung in Weimar behandelten Probleme kennenzulernen, wurde von der Kammer der Technik mit Unterstützung des Ministeriums für Maschinenbau auch über die 6. Jahrestagung des Fachverbandes Elektrotechnik dieser zusammenfassende Tagungsbericht herausgegeben, der die wichtigsten Vorträge enthält. Damit wird die Voraussetzung geschaffen, daß ein möglichst großer Kreis der interessierten Fachkollegen aus der elektrotechnischen Industrie die Möglichkeit hat, an dem Erfahrungsaustausch der Fachausschüsse und der Arbeitstagungen nach der entsprechenden Orientierung teilzunehmen.

Die Zentralleitung der Kammer der Technik dankt dem Verlag Technik für die Unterstützung bei der Herausgabe des Tagungsberichtes.

Kammer der Technik
Zentralleitung

Der 1. Sekretär
gez. *West*

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Gliederung

0. Festvorträge

Nachrichtentechnik

1. Fernsehen und Oszillografie
2. Hochfrequenztechnik
3. Röhrentechnik
4. Bauelemente
5. Drahtnachrichtentechnik

Starkstromtechnik

6. Energieversorgung und Verteilung
7. Elektrische Maschinen und Transformatoren
8. Regelungstechnik
9. Elektrotechnik im Bergbau und in der Landwirtschaft
10. Kabel und Leitungen
11. Elektrische Bedienungsgeräte
12. Elektrische Bahnen
13. Elektrochemie

Anhang

14. Festvorträge der Jahrestagung 1964

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Begrüßungsansprache

Gehalten von Nationalpreisträger und Held der Arbeit Prof. Dipl.-Ing. J. [illegible]
Vorsitzender des Fachverbandes Elektrotechnik der Kammer der Technik

Meine Damen und Herren!

Zum sechsten Male hat der Fachverband Elektrotechnik der Kammer der Technik die Vertreter aus Wissenschaft und Technik zu einer Jahrestagung zusammengerufen, damit sie im Austausch ihrer Erfahrungen für die Lösung der ihnen gestellten Aufgaben neue Kraft schöpfen und Anregungen und Impulse erhalten.

Weimar – die alte Stätte deutscher Kultur liefert, wie dies schon mehrfach geschah, den festlichen Rahmen für diese Tagung und symbolisiert auf solche Weise die enge Verbundenheit zwischen Kultur, Wissenschaft und Technik.

Weimar – welchem echten Patrioten schlägt bei diesem Namen das Herz nicht höher, wer erinnert sich dabei nicht jener Männer, die dem glanzvollen Höhepunkt für diese deutsche Stadt bedeuten – Schiller und Goethe.

Hier wurde der Faust bedichtet, und hier wirkte jener Feuergeist, der die Worte fand:

„Nichtswürdig ist die Nation, die nicht für alles freudig setzt an ihre Ehre."

Mancher einzelne von uns wird sich die bange Frage stellen, ob wir Deutsche heute noch das Recht [illegible]

Über alle [illegible] die gemeinsame Sprache und Kultur [illegible] der großen Völkergemeinschaft [illegible] Vergangenheit und Zukunft fest verbunden [illegible] zu überwinden, um zu sein, wenn wir [illegible], die an ihr unmittelbaren oder mittelbaren [illegible]

Wir wollen uns von [illegible] Stein, das so viel Elend und Leid in der Vergangenheit [illegible] und das in der Ausbeutung und Unterdrückung anderer Völker [illegible] Handelns erkannt.

Wir wollen als echte Patrioten unser Land [illegible] einschließlich der schöpferischen Kraft unserer Werktätigen, und allen Völkern der Erde jene Achtung entgegenbringen, die sie auf Grund ihrer [illegible] und wirtschaftlichen Leistungen im humanistischen Geiste verdienen. Das ökonomische Grundgesetz des Sozialismus, dem wir alle zu dienen haben, fordert die Sicherung der maximalen Befriedigung der ständig wachsenden materiellen und kulturellen Bedürfnisse der gesamten Gesellschaft durch das ununterbrochene Wachstum und die Vervollkommnung der sozialistischen Produktion auf der Basis der höchsten Technik.

Hier sind wir Techniker unmittelbar angesprochen, und hier wird uns eine Aufgabe gestellt, deren Zielsetzung den höchsten Einsatz rechtfertigt.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Diese Überlegungen können aber nicht angestellt werden, ohne einen kurzen Blick auf die jüngste technische Entwicklung, die Nutzbarmachung der Energie der Atomkerne, zu werfen, die auch für uns Elektrotechniker Aufgaben enthalten wird, deren Lösungen wesentlich zur Verwirklichung des ökonomischen Grundgesetzes des Sozialismus, und damit zu Glück und Wohlstand in unserer Heimat, beitragen werden.

Wir alle wissen, wie eng gerade auf diesem Gebiet Hilfe und Verderben benachbart sind.

Der Atommeiler mit seinen Nebenprodukten kann für den Menschen die Quelle eines nie gekannten Wohlstandes werden, die Atombombe zu seiner völligen Vernichtung unter schrecklichsten Umständen führen.

Prometheus, der den Göttern das Feuer raubte, um es den Menschen zu schenken, wurde unter unliebsamen Umweltbedingungen an den Felsen geschmiedet.

Die Menschen aber, die jene Phänomene entdeckten, welche die Kettenreaktion in den Bereich der technischen Möglichkeiten rückten, stellen heute schon die bange Frage, ob sie vor der Menschheit das Schicksal des Prometheus teilen werden, und sind aus diesem Grunde im großen Lager des Friedens als bedingungslose Kämpfer für den Frieden und die Völkerfreundschaft zu finden.

Schon in der Schule lernten wir aus der „Glocke“:

„Wohltätig ist des Feuers Macht,
wenn sie der Mensch bezähmt, bewacht ...“

und weiter heißt es:

„Doch furchtbar wird die Flammenkraft,
wenn sie der Fessel sich entrafft,
einhertritt auf der eignen Spur,
die freie Tochter der Natur.
Wehe, wenn sie losgelassen,
wachsend ohne Widerstand
durch die volkbelebten Gassen
wälzt den ungeheuren Brand!
Denn die Elemente hassen das Gebild von Menschenhand.“

Könnten diese Gedanken nicht in der jüngsten Zeit gedacht, diese mahnenden Worte nicht auf das beginnende Zeitalter der Entfaltung der Energie der Atomkerne gerichtet sein? Es kann kein Zweifel darüber bestehen, daß es keine schönere und nützlichere Verbundenheit zwischen Kultur und Technik geben kann, als sie sich gerade aus diesen Überlegungen offenbart.

Wir Techniker wollen daher aus dieser Quelle der Kultur die Verpflichtung übernehmen, nicht nur die von uns aus der Natur entwickelten Kräfte sorgsam zu bezähmen, sondern auch zu bewachen. Unsere Wachsamkeit kann aber nur dann Aussicht auf Erfolg haben, wenn sie von der ideologischen und materiellen Stärke getragen wird.

Wir müssen daher unsere Produktion und den Stand ihrer Technik so entwickeln, daß sie zur überzeugenden Quelle unserer Stärke wird.

Unser Bewußtsein muß von dem Wissen getragen werden, einer guten Sache zu dienen, die gegen alle feindlichen Angriffe unnachsichtig zu schützen ist.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] für die Gesellschaft.

[illegible] daher dafür, daß unser Arbeitsergebnis [illegible] Bestwert nahekommt, nur dann kann der größte Erfolg für die Gesellschaft [illegible] ihr erwartet werden. Dabei wollen wir einer Forderung Ausdruck verleihen, erster Linie nur das entwickeln und bauen, was die Gesellschaft für die maximale Befriedigung ihrer Bedürfnisse gebraucht und uns nicht mit Arbeiten belasten, für die das ausschließliche Interesse bei uns liegt.

Vergessen wir außerdem nicht, daß jede Lösung einer Aufgabe, wenn sie zielstrebig und mit geringstem Aufwand herbeigeführt werden soll, einer genauen und in allen Teilen klaren Zielsetzung bedarf.

Leider wird gerade gegen diese elementare Forderung sehr häufig zum Schaden der Wirtschaftlichkeit und des Erfolges unserer Arbeit verstoßen.

Die Kammer der Technik als Massenorganisation hat im Zuge der Vielfalt unserer technischen Aufgaben Mittler des Erfahrungsaustausches und Katalysator zu sein. Auf der Grundlage der freiwilligen technischen Gemeinschaftsarbeit kommt ihr für die Weiterentwicklung unseres Wissens, gestützt auf die Erfahrungen, die auf allen Gebieten der Technik gesammelt werden, eine besonders erfolgversprechende und schöne Aufgabe zu.

Die Arbeit der Fachausschüsse, in deren Mittelpunkt die technische Beratung im Zuge der Standardisierung und Normung zu stehen hat, sollte in stärkerem Maße, als das bisher geschehen ist, auch von den technischen Verlagen für die Beurteilung von Manuskripten ausgewertet werden, um auf solche Weise Plagiate zu verhindern und der technischen Berichterstattung jene Aktualität zu vermitteln, wie sie zur Belebung unserer Technik notwendig ist.

Leider ist es noch nicht gelungen, in allen Bezirken jenes Leben zu entfalten, das sie zum Zentrum des allgemeinen technischen Geschehens werden läßt. Es wird daher notwendig sein, dieser Entwicklung größere Aufmerksamkeit durch den Vorstand und den Technischen Rat des Fachverbandes zu schenken und die in einigen Bezirken gesammelten sehr guten Erfahrungen auf die in der Entwicklung zurückgebliebenen zu übertragen. Besondere Aufmerksamkeit ist dabei der Arbeit der Betriebsektionen zu schenken, für die die Aufgabenstellung vielfach noch unklar und nebelhaft ist und mithin aus einer formalistischen und wesenlosen Tätigkeit nicht herauskommt.

Eine Vielzahl guter Beispiele für die Arbeiten der Betriebssektionen soll daher den Motor dazu liefern, auf der breitesten Basis des Erfahrungsaustausches jene Kräfte in den Dienst der Lösung unserer Aufgaben zu stellen, die heute noch ungenutzt in den Betrieben ruhen. Dem Beispiel des Bezirks Dresden folgend, werden daher alle Bezirke aufgefordert, Tagungen der Betriebssektionen durchzuführen, um auf diese Weise eine Gesamttagung der Delegierten aller Betriebssektionen des Fachverbandes vorzubereiten.

Es wird die Aufgabe dieser Tagung sein, die Arbeitsrichtlinien aus den bisherigen Erfahrungen der Betriebssektionen zu entwickeln.

Nur dann, wenn wir die freiwillige technische Gemeinschaftsarbeit als Beitrag zur Lösung einer notwendigen und für die gesamte Technik wichtigen Aufgabe

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

entwickeln, wird sie jene Kraft entfalten können, die in den wertvollen Erfahrungen aller Wissenschaftler, Ingenieure, Techniker und Facharbeiter ruht.

Der kategorische Imperativ ihres Handelns muß aber in der Entfaltung des reibungslosen Zusammenwirkens aller dieser Erfahrungsträger zum gemeinsamen Werk liegen. Unser Staat der Arbeiter und Bauern beansprucht für sich mit Recht die ausschließliche Entscheidung über die Art der Verwendung jener Errungenschaften aus Kultur und Technik, die von ihm, d. h. von seinen Arbeitern und Bauern, im Zusammenwirken mit den Angehörigen der technischen Intelligenz geschaffen wurden.

Er hat im Hinblick auf den hohen Wert der Tätigkeit der Ingenieure und Techniker diesen eine besonders bevorzugte Stellung eingeräumt, die sich nicht zuletzt auch auf die wirtschaftliche Lage günstig auswirkt.

Danken wir den Arbeitern und Bauern, die gemeinsam mit uns dem großen Ziel der Verwirklichung des ökonomischen Grundgesetzes des Sozialismus dienen, für ihre Anerkennung unserer technischen Leistungen dadurch, daß wir sie in noch weitergehendem Maße, als dies bisher geschah, an unseren Erfahrungen teilhaben lassen.

Der Fachverband Elektrotechnik der Kammer der Technik kann mit Stolz darauf hinweisen, daß er schon einige Erfolge mit dieser Zielsetzung erreicht hat.

So konnte z. B. das Sammelwerk über die Referate der 5. Jahrestagung in Weimar mit mehr als 1000 Seiten Umfang nur deswegen zu einem Preise von DM 14,80 verkauft werden, weil alle Referenten als Zeichen ihrer Bereitschaft, im Sinne der freiwillig technischen Gemeinschaftsarbeit mitzuwirken, auf eine Honorierung ihres Beitrages verzichteten. Auf diese Weise wurde die Voraussetzung dafür geschaffen, das Werk, und damit die in ihm enthaltenen wertvollen Erfahrungen, allen Kollegen als dauernden Besitz zugänglich zu machen. Die Angehörigen der technischen Intelligenz wollen damit einen Teil ihres Dankes und ihre tiefe Verbundenheit mit jenen Kollegen zum Ausdruck bringen, deren Aufgabe es ist, ihren Gedanken und Überlegungen Form und Inhalt zu verleihen.

Ich habe an dieser Stelle aber auch dem Ministerium für Maschinenbau für die verständnisvolle und wirtschaftliche Hilfe zu danken, die unserer Arbeit aus diesem Kreise stets entgegengebracht worden ist.

Auch in diesem Jahr haben wir die Vorbereitungen dazu getroffen, in den Erfahrungsaustausch auch jene Menschen durch die Veröffentlichung der Referate einzuschließen, die an der Tagung nicht teilnehmen können. Der Charakter der freiwilligen technischen Gemeinschaftsarbeit unseres Wirkens ist auf die gleiche Weise gewahrt, wie das im vergangenen Jahr geschah. Dabei haben wir zur Belebung der Diskussion, einer Anregung des Mitgliedes unseres Technischen Rates, Held der Arbeit, Direktor *Bätz*, folgend, die Druckfahnen eines Teiles der Referate den interessierten Kollegen zur Verfügung gestellt. Diese Maßnahme machte die frühzeitige Bereitstellung der Manuskripte notwendig, was im Hinblick auf die starke Beanspruchung unserer leitenden Kollegen nicht ohne persönliche Opfer geschehen konnte.

Ich möchte daher allen Diskussionsleitern und Referenten für das Beispiel, das sie bei der Entfaltung der freiwilligen technischen Gemeinschaftsarbeit gegeben haben, den herzlichsten Dank aussprechen und sie bitten, uns auch in der Zukunft ihre wertvolle Hilfe trotz ihrer starken beruflichen Beanspruchung zur Verfügung

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] Dr. Nestriepke [illegible]
[illegible] Qualität der [illegible]
[illegible] wird. Der Vorstand hat sich dieser Empfehlung [illegible]
auf diese Weise zu erreichen, daß Referat und Referent auf der [illegible]
tagung [illegible] hervorragendes Ansehen und großen Erfolg [illegible]

Die Auswahl und Vorbereitung der Vorträge wurde von dem Direktor [illegible] getroffen, ihre Koordinierung lag, wie bisher, in den bewährten Händen des Mitgliedes unseres Vorstandes, des Verdienten Erfinders Prof. Dr. *Max* [illegible] die so regen Anteil an der Ausgestaltung des Erfahrungsaustausches genommen haben, sei für ihr Wirken herzlichst gedankt.

Auch in diesem Jahr wurde zur organisatorischen Vorbereitung ein Weimarkomitee gebildet. Ihm gehören

Kollege Prof. Dr. *Max*,
Kollege Dr. *Neidhardt*,
Kollege *Hesse*,
Kollegin *Wenk*,
Kollege *Wase*,
Kollege *Köppen*

an.

Die Leitung des Komitees wird von dem Mitglied des Vorstandes, Kollegen Dipl.-Ing. *Siemsen*, ausgeübt. Ich weiß, daß Sie bereits Gelegenheit gehabt haben, sich von der erfolgreichen Arbeit des Komitees zu überzeugen.

Wir wollen ihm dafür, für seine wichtige, inhaltvolle und erfolgreiche Arbeit unseren Dank zum Ausdruck bringen.

Kollege Oberingenieur [illegible] hat auch in dem vergangenen Jahr als Mitglied des Vorstandes die Beratungen mit den Bezirksvorständen durchgeführt. Der Erfolg seiner Arbeitsweise, für die wir [illegible] haben, ist in der Entfaltung einer regen Tätigkeit der [illegible] der Bezirke festzustellen.

Kollege *Stelle* hat in [illegible] Mitglied des Vorstandes sich darum bemüht, die Arbeiten der [illegible] zu leiten und ihre Zielsetzung und Mitarbeit festzulegen.

Auf diesem Gebiet konnte [illegible] Normenausschusses ein Abkommen geschlossen werden, das [illegible] der Technik zur Beschlußfassung vorgelegt werden soll, die [illegible] den Fachverband Elektrotechnik, sondern auch für die anderen Fachverbände von Bedeutung ist.

Kollege *Hesse* hat als hauptamtlicher Sekretär des Fachverbandes für die Durchführung aller Beschlüsse und Maßnahmen Sorge getragen, wobei ihm seine reichen Erfahrungen auf dem Gebiete der Normenarbeit und des großen Vorschriftenwerkes der Elektrotechniker wesentlich halfen, Erfolge zu erzielen.

Auch ihnen sei von dieser Stelle aus für ihre Arbeit gedankt.

Es ist mir ein Bedürfnis, die im letzten Jahr eingeleitete Vertiefung der Zusammenarbeit zwischen dem Fachverband Elektrotechnik und den Redaktionen der Fachzeitschriften „Deutsche Elektrotechnik" und „Nachrichtentechnik" zu betonen. Diese für die Arbeit des Fachverbandes so wichtige und nützliche Veränderung ist in entscheidendem Maße auf die Initiative der verantwortlichen Redakteure dieser Zeitschriften des VEB Verlag Technik, Dipl.-Ing. *Wase* und Ing. *Köppen*, zurückzuführen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Sie haben über den Rahmen ihrer fachlichen Verpflichtungen hinausgehend, [illegible] Beitrag zur freiwilligen technischen Gemeinschaftsarbeit vielen dazu beigetragen, unserer Arbeit Schwung und Auftrieb zu verleihen. Ich verbinde unseren Dank für ihren erfolgreichen Beitrag zu unserer Arbeit mit der Bitte, diesen auf dem begonnenen Wege weiterzuentwickeln, um auf solche Weise dem kollektiven Zusammenwirken aller technischen Kräfte die breiteste Basis zu verleihen.

Ich hatte das Glück und die Ehre, an der vor wenigen Wochen durchgeführten Allunionstagung der Arbeiter der Industrie in Moskau teilzunehmen.

Es wäre verwegen, wollte ich auch nur den Versuch unternehmen, aus der Fülle der Eindrücke, die ich dort zu sammeln Gelegenheit hatte, auch nur einen Überblick zu vermitteln. Das muß besonderen Referaten, für die ich gern zur Verfügung stehen werde, vorbehalten bleiben.

Gestatten Sie mir, an dieser Stelle nur den einen Hinweis zu geben, der aus der richtungsweisenden Rede des 1. Sekretärs der Kommunistischen Partei der Sowjetunion, Herrn *Chrustschow*, zum Ausdruck kam und der die Bedeutung der Technik für die gesamte Gesellschaft zum Gegenstand hatte.

Herr *Chrustschow* wies mit Nachdruck darauf hin, daß das friedliche Zusammenleben der Völker mit verschiedenen Gesellschaftsordnungen durchaus im Bereich der Möglichkeiten liegt, und daß die sozialistische Gesellschaft an diesem friedlichen Zusammenleben stärkstens interessiert ist. Ihre Wirtschaft ist befreit von jenen antagonistischen Gegensätzen, die im kapitalistischen Wirtschaftssystem das periodische Auftreten der Kriege verursachen und auf solche Weise den Arbeiter um den Erfolg seiner Tätigkeit bringen. Zweifellos, so führte er aus, wird die Endlösung nur eine einzige Gesellschaftsordnung zulassen, und Sieger in diesem friedlichen Ringen wird diejenige Gesellschaftsordnung sein, in welcher die maximalen Bedürfnisse auf der Grundlage der höchsten Technik am besten befriedigt werden, und das ist die Ordnung, der wir unter Anleitung des Sowjetvolkes zustreben.

Die Kammer der Technik kann in diesem Ringen um die fortschrittliche Technik zur Stützung und Weiterentwicklung unserer dem Sozialismus zustrebenden Gesellschaftsordnung eine starke Kraft darstellen, wenn es ihr gelingt, jene organisatorischen Probleme zu lösen, welche die Entfaltung dieser Kraft voraussetzen.

Jeder von uns ist dazu aufgerufen, auch im Namen der freiwilligen technischen Gemeinschaftsarbeit seinen Beitrag für die Lösung dieser hohen Aufgabe zu leisten, und es kann kein Zweifel darüber bestehen, daß keine Mühe und Anstrengung zu groß sein kann, die wir für den Erfolg dieser Zielsetzung gegebenenfalls aufwenden müssen.

Es ist mir ein ganz besonderes Bedürfnis, am Höhepunkt unserer großen Arbeitstagung, der durch die Festveranstaltung gebildet wird, den stellvertretenden Vorsitzenden des Ministerrates und Minister für Außenhandel und Innerdeutschen Handel, den Träger des Vaterländischen Verdienstordens in Gold, Herrn *Heinrich Rau*, im Namen aller Elektrotechniker wieder herzlichst zu begrüßen.

Herr Minister *Rau* hat es sich nicht nehmen lassen, zu uns zu kommen, um auf solche Weise sein Interesse für die von der Kammer der Technik geleistete freiwillige technische Gemeinschaftsarbeit nachdrücklich zum Ausdruck zu bringen.

Wir danken ihm für das Interesse und die Hilfe, die er uns schon in den vergangenen Jahren gewährt hat, und wir versprechen ihm, bei der Lösung seiner großen volkswirtschaftlichen wichtigen Aufgaben unsere Hilfe zur Verfügung zu stellen, soweit sie [illegible] benötigt.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] der Technik an dem Arbeiten des Fachverbandes [illegible]

Der Minister für Schwermaschinenbau, Herr *Apel*, hat es [illegible] übernommen, uns an dem reichen Schatz seiner Erfahrungen teilhaben zu lassen.

Wir danken ihm für die mühevolle Arbeit, die er trotz seiner starken Inanspruchnahme für die Kammer der Technik in vorbildlicher Weise als Beispiel für die freiwillige technische Gemeinschaftsarbeit geleistet hat, und begrüßen ihn auf das herzlichste.

Die Weimarische Staatskapelle unter der persönlichen Leitung des Nationalpreisträgers, Herrn Professor *Abendroth*, hat uns die Freude bereitet, unsere Festveranstaltung am heutigen Tage durch ihre Kunst zu verschönern. Sie hat damit einen überzeugenden Beweis für die Verbundenheit zwischen Kultur und Technik in unserem Vaterlande geliefert. Wir danken Herrn Prof. *Abendroth* dafür, daß er zu uns gekommen ist und uns an seinem großen Können Anteil nehmen ließ. Wir danken allen Mitgliedern der Weimarischen Staatskapelle, daß sie bereit waren, uns mit den schönen Klängen klassischer Musik zu erfreuen.

Das technische Hauptreferat aus Anlaß der nachrichtentechnischen Tagung wurde von dem Nationalpreisträger und Träger des Vaterländischen Verdienstordens in Silber, dem Mitglied der Deutschen Akademie der Wissenschaften, Herrn Prof. Dr.-Ing. *Früauf*, gehalten, den ich hiermit herzlichst begrüße.

Wir alle kennen die großen Verdienste unseres Kollegen *Früauf*, der es nie versäumte, in vorbildlicher Weise der Kammer der Technik zu helfen und als Beispiel für eine fruchtbare freiwillige technische Gemeinschaftsarbeit erfolgreich wirksam zu sein.

Wir alle danken ihm dafür von ganzem Herzen.

Das technische Hauptreferat für die Starkstromtechnik ist von seiner Magnifizenz, dem Rektor der Technischen Hochschule in Ilmenau, Herrn Prof. Dr. *Stamm*, übernommen worden.

Auch ihn begrüße ich herzlichst und danke ihm.

Wir wissen, wie stark er beruflich durch den Aufbau der neuen technischen Hochschule für Elektrotechnik in Ilmenau in Anspruch genommen ist und ermessen aus diesem Umstand das Opfer, das er uns gebracht, und das Beispiel, das er uns im Rahmen der freiwilligen technischen Gemeinschaftsarbeit gegeben hat.

Eine ganz besondere technische Delikatesse steht uns am heutigen Tage noch bevor.

Der Stalinpreisträger, Herr *M. von Ardenne*, wird uns aus seinen reichen Erfahrungen Einblick in die Elektronenstrahl-Oszillographentechnik nehmen lassen. Indem ich ihm unseren herzlichen Dank für seinen in Aussicht genommenen Vortrag ausspreche, möchte ich nicht versäumen, ihn hier in unserer Mitte, und auch in unserer Heimat, willkommen zu heißen, nachdem er vor wenigen Monaten in sie zurückgekehrt ist.

Wir wünschen ihm für sein Wirken bei uns beste Erfolge bei bester Gesundheit.

Mit besonderer Herzlichkeit begrüße ich die Fachkollegen der befreundeten Nationen und unsere westdeutschen Kollegen, die zu uns gefunden haben, um im gemeinsamen Erfahrungsaustausch technische, wissenschaftliche und gesellschaftliche Aufgaben zu lösen. Ich hoffe, daß sie die Überzeugung von den wahr-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] Zeit unserer Arbeit mitnehmen und nach ihrer Rückkehr in ihre Betriebe den Kollegen hiervon berichten.

Die Referate, die auf unserer großen Jahrestagung ein Bild von den Leistungen unserer Technik geben, machten die mühevolle Arbeit der Fachkollegen, der Diskussionsleiter, der Mitglieder des Technischen Rates und der Referenten notwendig. Sie alle geben ein überzeugendes Beispiel von ihrer Bereitschaft, mit der Kammer der Technik freiwillige technische Gemeinschaftsarbeit zu leisten.

Ich begrüße sie auf das herzlichste und verbinde damit den Dank des Vorstandes für die beispielgebende Haltung.

Ich begrüße weiterhin die Vertreter der großen Organisationen und Parteien, die als Gäste zu uns gefunden haben und die in der Nationalen Front unseres Vaterlandes an der Vorbereitung der Arbeitstagung in dankenswerter Weise halfen.

Unser besonderer Gruß gilt den unter uns weilenden Pionieren der Arbeit, den Nationalpreisträgern, Helden der Arbeit, Verdienten Technikern des Volkes, den Verdienten Erfindern und Aktivisten.

Es ist mir ein ganz besonderes Bedürfnis, die Vertreter der befreundeten Sowjetunion in unserem Kreise willkommen zu heißen.

Auch in diesem Jahr haben unsere sowjetischen Freunde uns die Weimarhalle für unsere große Tagung überlassen, die ihnen von unserer Regierung als Dank für die ununterbrochene Kette der Beweise einer herzlichen Freundschaft und als äußeres Symbol deutscher Gastfreundschaft zur Verfügung gestellt worden ist.

Im vergangenen Jahr haben unsere sowjetischen Freunde uns zahllose Beweise ihrer Freundschaft geliefert. Die häufigen Bemühungen um die Wiederherstellung der deutschen Einheit und um die Sicherung des Friedens, die Bereitschaft, uns an ihren wissenschaftlichen Erfolgen auf allen Gebieten, z. B. dem Gebiet der Kernphysik, teilnehmen zu lassen, die bevorstehende Übergabe der Kunstwerke aus der Dresdener Galerie an das deutsche Volk, stellen nur einen kleinen Teil der Freundschaftsbeweise des sowjetischen Volkes zu unserem Volk dar.

An uns liegt es, diese ununterbrochene Fülle von Freundschaftsbeweisen zu erkennen und sie zur Grundlage einer internationalen Solidarität werden zu lassen, deren Stärke der Sicherung der fortschrittlichen Errungenschaften des Lagers der Friedenskräfte zu gelten hat.

Möge die Tagung zu diesem Ziel einen wesentlichen Beitrag leisten, und möge sich jeder der Verpflichtung bewußt sein, die sich hieraus ergibt, und die in dem Wort liegt:

„Denn wer dem Besten seiner Zeit genug getan, der hat gelebt für alle Zeiten."

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Verleihung der Goldenen Ehrennadel der Kammer der Technik an Minister *Rau* und Prof. *Stanek*

Ansprache des Vizepräsidenten der Kammer der Technik *Max Günther*

Gestatten Sie mir, Sie zunächst als Teilnehmer der 6. Jahrestagung der Elektrotechniker im Auftrage des Präsidiums der Kammer der Technik auf das herzlichste zu begrüßen. Mein besonderer Gruß gilt den Fachkollegen und Freunden aus der Sowjetunion und den volksdemokratischen Ländern, wobei ich der Überzeugung Ausdruck gebe, daß der Erfahrungsaustausch auf dieser Tagung zum Nutzen der Völker unserer Länder und zur fortschrittlichen Entwicklung der Technik beitragen wird. Mit besonderer Freude begrüße ich unsere Fachkollegen und Freunde aus dem westlichen Teil unserer Heimat. Ihre Anwesenheit möchte ich als einen Beweis der Bereitwilligkeit auch der westdeutschen Fachkollegen und Landsleute ansehen, an der Lösung des deutschen Problems, an der Beseitigung der unglücklichen Spaltung unseres Vaterlandes und der Sicherung des Friedens verantwortungsbewußt mitzuarbeiten.

Das Programm der 6. Jahrestagung ist, wie auch in den vergangenen Jahren, nicht nur auf die Lösung theoretisch fachlicher Probleme abgestellt. Es ist vielmehr auch an den [illegible] Erfordernissen, die sich aus der jeweiligen Phase unserer Entwicklung ergeben, insbesondere an der Erfüllung unserer Wirtschaftspläne und an der [illegible] orientiert.

Ich kann es mir [illegible] der ökonomischen und politischen Situation [illegible] in dem nachfolgenden Referat des Ministers für Schwermaschinenbau, Genossen Rau, ausführlich behandelt werden.

Die Erfahrungen, [illegible] während der Periode der faschistischen Barbarei gemacht haben, haben [illegible] Angehörigen der technischen Intelligenz die Überzeugung vermittelt, daß [illegible] politischen Geschehnisse ihre volle Aufmerksamkeit und aktive [illegible] erfordern. Man darf ohne Übertreibung sagen, daß der Standpunkt einer [illegible] politischen Neutralität bei der Intelligenz in der Deutschen Demokratischen Republik überwunden wurde und einer verantwortungsbewußten Interessiertheit und Anteilnahme am politischen Geschehen Platz gemacht hat. Im übrigen glaube ich feststellen zu können, daß diese Erkenntnis auch in den Reihen der Angehörigen der Intelligenz in Westdeutschland immer mehr Raum gewinnt. Dafür scheint mir der Protest der Göttinger Professoren und Studenten gegen die Einsetzung des Faschisten *Schlüter* als Kultusminister in Niedersachsen ein eindeutiger Beweis zu sein. Diesem Protest, der nicht ohne Erfolg blieb, haben sich auch andere Universitäten und Hochschulen in Westdeutschland angeschlossen. Ich möchte die Gelegenheit dieser Tagung nicht vorübergehen lassen, ohne dem mutigen und charaktervollen Auftreten dieser aufrechten westdeutschen Wissenschaftler unsere Anerkennung auszusprechen und sie der warmen Sympathie der auf der 6. Jahrestagung versammelten Elektrotechniker zu versichern.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Ich darf mich nun eines besonders ehrenvollen Auftrages des Präsidiums der Kammer der Technik entledigen und zwei verdiente Mitarbeiter und Förderer der technisch-wissenschaftlichen Gemeinschaftsarbeit im Rahmen der Kammer der Technik mit der Goldenen Ehrennadel der Kammer der Technik auszuzeichnen. In seiner letzten Sitzung hat das Präsidium beschlossen, diese Auszeichnung

dem Stellvertreter des Vorsitzenden des Ministerrats und Minister für Deutschen Innen- und Außenhandel, Herrn *Rau*,

und

dem Vorsitzenden des Fachverbandes Elektrotechnik, Herrn Prof. Dipl.-Ing. *Josef Stanek*,

zu verleihen.

•

Als Stellvertretender Vorsitzender des Ministerrats und Minister für Deutschen Innen- und Außenhandel, bisher Minister für Maschinenbau, haben Sie, Herr *Rau*, die Bedeutung der Kammer der Technik und damit der technisch-wissenschaftlichen Gemeinschaftsarbeit wie kaum ein anderer Spitzenfunktionär des Staates schon bei der Gründung der Kammer der Technik erkannt und ihre Entwicklung in wesentlicher Weise beeinflußt.

In Ihrer Eigenschaft als Minister für Maschinenbau haben Sie viel dazu beigetragen, daß eine sinnvolle und erfolgreiche Zusammenarbeit zwischen den Hauptverwaltungen des Ministeriums für Maschinenbau und den entsprechenden Fachverbänden der Kammer der Technik zustande kam. Das bezieht sich ganz besonders auf den Fachverband Elektrotechnik, auf dessen Jahrestagungen Sie wiederholt grundlegende wirtschaftspolitische Referate hielten, die für die gesamte Arbeit des Fachverbandes Elektrotechnik von richtungweisender Bedeutung waren. Ihren bei dieser Gelegenheit gegebenen Hinweisen ist es zu verdanken, daß die Arbeit des Fachverbandes Elektrotechnik mit der Erfüllung unserer Wirtschaftspläne und den daraus resultierenden Aufgaben auf dem Gebiet der Elektrotechnik koordiniert wurde. So wurde die Arbeit des Fachverbandes Elektrotechnik zu einer Hilfe für die erfolgreiche Anwendung der neuesten Technik auf den verschiedensten Spezialgebieten der Elektrotechnik bei der Schaffung der Grundlagen des Aufbaus des Sozialismus in der Deutschen Demokratischen Republik. Ihre Hilfe und Förderung der Kammer der Technik fand ihren konkreten Ausdruck in vielen Einzelheiten, von denen ich als Beispiel die Ausstellung der Massenbedarfsgüter, die anläßlich der 5. Jahrestagung des Fachverbandes Elektrotechnik im Jahre 1954 durchgeführt wurde, und die Herausgabe des Jahresberichtes derselben Tagung erwähnen. Ihre enge Verbundenheit mit dem Staat der Arbeiter- und Bauernmacht, die Unbestechlichkeit Ihres Urteils, Ihr unerschütterliches Vertrauen in die schöpferische Kraft der Werktätigen, Ihr unermüdlicher opferbereiter Einsatzwille haben auf die Ingenieure und Techniker in der Deutschen Demokratischen Republik einen starken und bleibenden Eindruck gemacht.

Ich darf Ihnen die Urkunde und die Goldene Ehrennadel der Kammer der Technik überreichen, Ihnen herzlich gratulieren und die Erwartung aussprechen, daß Sie Ihre [illegible] Hilfe [illegible] der Kammer der Technik zuteil werden lassen.

•

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

In Würdigung Ihrer großen Erfolge als Leiter eines großen Entwicklungsbetriebes, Ihrer hervorragenden Leistungen als Wissenschaftler und Ingenieur, sind Sie, lieber Kollege Stanek, schon wiederholt mit den höchsten Staatspreisen ausgezeichnet worden. Sie wurden u. a. mehrfacher Aktivist, Held der Arbeit, im Jahre 1954 wurde Ihnen der Nationalpreis verliehen. Wenn Ihnen das Präsidium der Kammer der Technik heute die Goldene Ehrennadel der Kammer der Technik verleiht, so hätten wir Sie darin die Wertschätzung und dankbare Anerkennung für Ihre Leistungen im Rahmen der technisch-wissenschaftlichen Gemeinschaftsarbeit durch Ihre Fachkollegen zu sehen.

Die gute Entwicklung des Fachverbandes Elektrotechnik in der Kammer der Technik ist zu einem hervorragenden Teil Ihrer Initiative zuzuschreiben. Als Beirat, Vorstandsmitglied und seit 1953 als Vorsitzender des Fachverbandes Elektrotechnik war es Ihr unausgesetztes Bestreben, die freiwillige technische Gemeinschaftsarbeit zu höchster Blüte zu bringen. Der Verlauf der 5. Jahrestagung der Elektrotechniker im Jahre 1954, ihr international anerkanntes hohes wissenschaftliches Niveau, ist ein Beweis für die Qualität Ihrer wissenschaftlichen und organisatorischen Fähigkeiten. Ihre erfolgreiche Tätigkeit als Vorsitzender des Bezirks Groß-Berlin der Kammer der Technik ist allen Berliner Kollegen noch in bester Erinnerung.

Ihre besondere Liebe aber gehörte immer der heranwachsenden Jugend und dem technischen Nachwuchs. Nicht nur als Hochschullehrer, sondern auch im Rahmen der Kammer der Technik haben Sie eine Vielzahl von Vorträgen vor jungen Menschen gehalten. Ich erinnere an Ihre Vorträge im Winterhalbjahr 1952/53 über Vektoranalysis und Tensorrechnung und im Winterhalbjahr 1953/54 über die Entwicklung und Anwendung der Maxwellschen Gleichungen. Die rege Diskussion mit Jungingenieuren und erfahrenen Praktikern zeigen den hohen Erfolg dieser Vortragsreihe für die Ingenieure.

Ich überreiche Ihnen die Urkunde und die Goldene Ehrennadel der Kammer der Technik mit dem Hinweis, daß diese Ehrung nicht nur dem hervorragenden Meßtechniker und Wissenschaftler, sondern dem Berufskollegen gilt, dessen hohe Auffassung von der Notwendigkeit und dem Wert freiwilliger technischer Gemeinschaftsarbeit Beispiel für uns alle sein soll.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Über die planmäßige Weiterentwicklung der Elektrotechnik in der Deutschen Demokratischen Republik

Von *E. Apel*, Minister für Schwermaschinenbau

Im Auftrage des Zentralkomitees der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands und im Namen der Regierung der Deutschen Demokratischen Republik übermittele ich Ihnen zur 6. Jahrestagung des Fachverbandes Elektrotechnik der Kammer der Technik die herzlichsten Grüße verbunden mit dem Wunsche, daß die Tagung der deutschen Elektrotechniker in Weimar wesentlich zur Forderung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts in unserer Deutschen Demokratischen Republik beitragen wird.

Meine besonderen Grüße gelten den Wissenschaftlern und Ingenieuren aus dem Westen unserer Heimat, den Vertretern der Technik aus der Sowjetunion und den volksdemokratischen Ländern, die alle zu uns gekommen sind, um mit uns gemeinsam auf dem Gebiet der Elektrotechnik in kameradschaftlicher Weise und herzlicher Freundschaft die Fragen und Probleme zu klären, deren Lösung für die schnelle Weiterentwicklung unserer Volkswirtschaft und die weitere Steigerung des Wohlstandes unserer Völker von entscheidender Bedeutung sind.

Diese Tagung findet in einer Zeit statt, in der die Völker auf der ganzen Welt mehr denn je ihren Wunsch und ihre Forderung zur Erhaltung des Friedens zum Ausdruck bringen. Dieser Wunsch nach friedlicher Entfaltung ihres Schaffens zur ununterbrochenen Hebung ihres Wohlstandes kam mit aller Deutlichkeit besonders in den Konferenzen von Genf, Bandung und Wien zum Ausdruck.

Während man sich gegen die Meinung der Männer und Frauen in Westdeutschland dazu entschloß, die Kriegsverträge von Paris zu ratifizieren, wurden aus dem Lager der Friedenskräfte unter Führung der Sowjetunion fortgesetzt Verhandlungsangebote gemacht, die dem Ziel dienten, die durch die Pariser Kriegsverträge entstandene Spannung zu lösen und an die Stelle der Politik der Stärke die Politik der Verhandlungsbereitschaft zu setzen.

Leider gelang es den Werktätigen im westlichen Teil unseres Vaterlandes nicht, die Kriegspolitik des Bundeskanzlers Adenauer zu verhindern und die Ratifizierung der Pariser Verträge aufzuhalten.

Trotzdem hat das Lager der Demokratie und des Sozialismus nicht aufgehört, seinen Standpunkt weiterhin in der Weltöffentlichkeit zu vertreten und für Frieden und Völkerfreundschaft einzutreten.

Wir können heute mit Freude und Genugtuung feststellen, daß diese ununterbrochenen Bemühungen auf der ganzen Welt eine nachdrückliche Zustimmung gefunden haben.

In diesem Zusammenhang sei auf den Staatsvertrag mit Österreich, das Zustandekommen einer neuen Viermächtekonferenz und auf die konkreten Abrüstungsvorschläge der UdSSR verwiesen, die einen breiten Widerhall in der ganzen Welt ausgelöst haben und freudig begrüßt worden sind.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Ein erneuter Beweis für die Möglichkeit, alle strittigen Fragen auf dem Wege friedlicher Verhandlungen zu beseitigen, ist das Ergebnis der sowjetisch-jugoslawischen Besprechungen. Hierbei gelang es, alles Trennende zu überwinden und die gemeinschaftlichen Interessen zum Gegenstand friedlicher Absprachen und Festlegungen zu machen.

Trotz aller dieser, für die Erhaltung des Friedens so positiven Perspektiven darf nicht übersehen werden, daß der Frieden nur dann gesichert wird, wenn sich alle friedliebenden Kräfte der Völker fest zusammenschließen.

Das Vorbild dafür sind die Konferenz und der Vertrag von Warschau. Hier haben acht Staaten des sozialistischen und demokratischen Lagers einen Vertrag über Freundschaft, Zusammenarbeit auf allen Gebieten und gegenseitigen Beistand geschlossen, der in allen seinen Punkten ausschließlich der Sicherung des Friedens dient. Dieser Vertrag hat gerade für das deutsche Volk außerordentliche Bedeutung. *Er hilft dem deutschen Volk im Kampf um die Wiedervereinigung.*

Die Warschauer Vereinbarungen legen fest, daß die Wiedervereinigung Deutschlands wünschenswert und notwendig ist. Es wird ausdrücklich das Recht der Regierung der Deutschen Demokratischen Republik, über die Wiedervereinigung Deutschlands selbständig Verhandlungen zu führen, anerkannt. Die Warschauer Vereinbarungen unterstreichen besonders die Notwendigkeit der Herbeiführung eines Vertrages der kollektiven Sicherheit in Europa. Es wird darauf hingewiesen, daß der Warschauer Vertrag überflüssig wird und außer Kraft tritt nach Herbeiführung eines solchen Vertrages der kollektiven Sicherheit. Welch ein Unterschied zu Adenauers Politik der bedingungslosen Unterwerfung unter die Pariser Verträge, die gerade auf der Spaltung Deutschlands beruhen und der Bonner Regierung ein selbständiges Handeln in der Frage der Wiedervereinigung Deutschlands verbieten.

Die Aufgabe der Deutschen ist es aber gerade, wie *Walter Ulbricht* auf dem 24. Plenum des Zentralkomitees der SED betonte, nach dem Inkrafttreten der Pariser Verträge in Deutschland selbst solche Bedingungen zu schaffen, die eine Verständigung der vier Mächte über die friedliche Lösung der deutschen Frage möglich machen.

Das Zentralkomitee der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands hat auf seiner 24. Tagung erneut allen friedliebenden und demokratischen Kräften in ganz Deutschland Vorschläge zur Annäherung beider Teile Deutschlands unterbreitet, die jeden deutschen Patrioten bewegen müssen, jetzt entschlossen zu handeln.

Zur Verwirklichung der Beschlüsse der Warschauer Konferenz, die von allen deutschen Patrioten mit großer Genugtuung aufgenommen wurden, ist es notwendig, unsere Deutsche Demokratische Republik als Basis für die friedliche und demokratische Wiedervereinigung Deutschlands politisch und ökonomisch weiter zu stärken. Das erfordert von allen Mitarbeitern der Industrie große Anstrengungen, besonders in bezug auf die Weiterentwicklung der Technik, die Verbesserung der Produktion und die Steigerung der Arbeitsproduktivität auf allen Gebieten.

Die Aufgabe, welche jetzt [illegible] Bevölkerung [illegible] Westen [illegible] kapitalistischen Länder [illegible] Westdeutschland [illegible] Herstellung [illegible] Durchführung [illegible] Warenaustausches [illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Auf der großen Industrie[illegible] fand und die sich mit den Fragen der [illegible] und der Erhöhung der Produktion in der Industrie [illegible] sitzende des Ministerrats der UdSSR, Genosse *Bulganin*:

„Das sozialistische System wird im wirtschaftlichen Wettbewerb [illegible] selschaftssysteme als das absolut fortschrittlichste siegen. Aber der Sieg [illegible] nicht von allein, der Sieg muß errungen und organisiert werden.

Damit wir das kapitalistische System im wirtschaftlichen Wettbewerb besiegen können, sind wir verpflichtet, eine fortgeschrittene Technik, eine überlegene Organisation der Produktion und eine höhere Arbeitsproduktivität zu schaffen ... Wir leben in einem Jahrhundert der raschen Entwicklung von Wissenschaft und Technik, im Jahrhundert der Atomenergie, und jetzt verlangt das Leben mehr als je von den leitenden Funktionären, von den Ingenieuren und Technikern der Industrie die Fähigkeit, moderne technische Errungenschaften richtig zu beurteilen, die weitere Entwicklung von Wissenschaft und Technik vorauszusehen sowie die Entschlossenheit, die Errungenschaften schnell und sicher anzuwenden."

Unsere Hauptaufgabe in allen Zweigen der Elektrotechnik besteht jetzt darin, den Stand der Technik aller Erzeugnisse mit dem Stand der Erzeugnisse des Auslandes zu vergleichen und die zurückliegenden in kurzer Zeit zu Spitzenerzeugnissen zu entwickeln.

Diese große, verpflichtende Aufgabe, die vor den Werktätigen unserer Republik und insbesondere vor allen patriotischen Angehörigen der wissenschaftlichen und technischen Intelligenz steht, verlangt die Förderung der Forschung und Entwicklung, die Unterstützung der Rationalisatoren- und Neuererbewegung, die konsequente Anwendung aller ihrer positiven Ergebnisse in der Praxis und die bestmögliche Ausnutzung der schon vorhandenen modernen Technik.

Die Elektrotechnik spielt in jeder modernen Wirtschaft sowohl für die Versorgung der Produktionsmittel als auch der Bevölkerung eine entscheidende Rolle. Die Weiterentwicklung der gesamten Industrie und der übrigen Wirtschaftszweige wird wesentlich beeinflußt von der Höherentwicklung und der Voreilung der Elektrotechnik vor allen anderen Industriezweigen.

Welche große politische Bedeutung dieser Tatsache unter den sozialistischen Produktionsverhältnissen zukommt, das wird in dem genialen Wort Lenins:

„Kommunismus, das ist Sowjetmacht plus Elektrifizierung!"

klar ausgedrückt.

Die erfolgreiche Durchführung und Erfüllung der großen Schwerpunktprogramme, wie z. B. des Energieprogramms, des Schiffbauprogramms, die Weiterentwicklung der Brennstoffindustrie, des Braunkohlenbergbaues, der Chemischen Industrie, die Steigerung der Exportgüter- und Massenbedarfsgüterproduktion sowie das Fahrzeug- und Landmaschinenbauprogramm, hängen entscheidend von den Leistungen der Elektrotechnik ab.

Der IV. Parteitag der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands, das 21., 23. und 24. Plenum der SED, die Volkskammer und die Regierung haben uns für die Durchführung dieser außerordentlich wichtigen Aufgaben klare Direktiven gegeben, die es mit hoher Disziplin und hohem Verantwortungsbewußtsein zu erfüllen gilt.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Dies Dokument geht aus von der Verwirklichung des ökonomischen Grundgesetzes des Sozialismus unter den politischen und ökonomischen Bedingungen der Deutschen Demokratischen Republik:

„Sicherung der maximalen Befriedigung der ständig wachsenden materiellen und kulturellen Bedürfnisse der gesamten Gesellschaft durch ununterbrochenes Wachstum und stetige Vervollkommnung der sozialistischen Produktion auf der Basis der höchstentwickelten Technik."

Der Verwirklichung dieses ökonomischen Grundgesetzes dienen unsere Volkswirtschaftspläne und unsere großen perspektivischen Fünfjahrpläne.

Daraus folgt klar und eindeutig, daß die technische Entwicklung niemals Selbstzweck sein kann, sondern Mittel zum Zweck sein muß, und daß sie infolgedessen nicht losgelöst von der Entwicklung der Gesellschaft, der sie zu dienen hat, erfolgen darf.

Die Loslösung der Aufgaben von den Bedürfnissen der Gesellschaft führt nicht nur zu schweren Irrtümern und Fehlern, sondern macht das Ergebnis unbrauchbar. Wertvolle Kräfte der Mitglieder der Gesellschaft werden dadurch nutzlos vertan.

Für uns ergibt sich die zwingende Konsequenz, nicht das zu entwickeln, was sich einzelne Forscher und Konstrukteure wünschen, sondern das, was die Gesellschaft für ihren Wohlstand, ihre Weiterentwicklung und ihre Sicherung gegenüber feindlichen Einwirkungen von uns fordert.

Es ist eine Tatsache, daß gerade die besten Vertreter der Wissenschaft und Technik bei der Lösung ihrer speziellen Fachaufgaben die technischen Umweltbedingungen der zu konstruierenden Maschinen und Apparate sehr genau beachten. Noch nicht genügend beachtet werden jedoch von nicht wenigen Angehörigen der Wissenschaft und Technik die gesellschaftlichen Umweltbedingungen. Bei jeder Neuentwicklung müssen wir ausgehen von den Direktiven unserer Regierung, von den Zielen unserer Volkswirtschafts- und Fünfjahrpläne. Beachten wir also bei der Forschungs- und Entwicklungsarbeit nicht nur die technischen Umweltbedingungen, sondern auch die gesellschaftlichen, dann wird es uns gelingen, bei der Einführung der modernen Technik noch größere Erfolge zu erzielen als in der Vergangenheit.

Der Industriezweig Elektrotechnik hat 1954 die Forschungs- und Entwicklungspläne sowie die Pläne zur Einführung abgeschlossener Entwicklungen in die Produktion nicht voll erfüllt. Ein beachtlicher Teil von Entwicklungsarbeiten ist deshalb nicht termingerecht zum Abschluß gekommen, weil in vielen Fällen die Musterfertigung und die Erprobung zugunsten der laufenden Produktion vernachlässigt wurden.

Verschiedene Hauptverwaltungen im Ministerium und Leitungen volkseigener Betriebe haben den Grundsatz mißachtet: *„die Entwicklung von heute ist unsere Produktion von morgen"*.

Die Erfüllung der Forschungs- und Entwicklungspläne für das Jahr 1955 und [illegible] Abschluß der Forschungs- und Entwicklungsaufgaben aus dem Jahre 1954 [illegible] Voraussetzung für den guten Anlauf [illegible] Jahres.

[illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] auf dem Weltmarkt zur Verfügung stehen.

Man muß in jedem Fall aufbauen auf der Verbesserung [illegible] Erfordernissen unserer gesellschaftlichen Ordnung [illegible]

Es ist notwendig, durch ständige sorgfältige und systematische Marktanalyse festzustellen, welche Entwicklungsaufgaben für unsere Produktion auf Grund des internationalen Bedarfs vorzunehmen sind.

Es ist weiterhin notwendig, systematischer als bisher die technischen Fachschriften des In- und Auslandes durchzuarbeiten, aber auch abgeschlossene und in die Produktion aufgenommene Arbeiten aus der Elektrotechnik in unseren Fachzeitschriften zu popularisieren, um den übrigen Industriezweigen und den wissenschaftlichen Institutionen die notwendigen Informationen über den technischen Stand der Maschinen, Geräte, Apparate usw. zu vermitteln.

Schließlich ist es erforderlich, für alle Zweige der Elektrotechnik genau abgestimmte Forschungs- und Entwicklungspläne aufzustellen und eine engere Zusammenarbeit mit den Wissenschaftlern der Akademien, der Technischen Hochschulen sowie aller anderen wissenschaftlichen Institutionen herbeizuführen.

Es ist nicht möglich, geschlossen auf die bisherige Entwicklung des Wirtschaftszweiges Elektrotechnik im ersten Fünfjahrplan und alle neuen Aufgaben, die vor der Elektrotechnik stehen, im einzelnen einzugehen.

Ich möchte mich daher auf einige besondere Merkmale beschränken und zugleich auf einige Schwerpunkte in der Weiterentwicklung der einzelnen Zweige der Elektrotechnik hinweisen.

Wir haben im wesentlichen alle Schwierigkeiten, die sich auch in diesem Industriezweig auf Grund der Kriegsfolgen ergaben, überwunden und sind in der Lage, fast alle elektrischen Maschinen und Geräte in guter Ausführung für den Eigenbedarf und auch für den Export herzustellen.

Die Leipziger Frühjahrsmesse bewies erneut den Leistungsstand unserer Erzeugnisse, der u. a. auch in der Fachpresse des kapitalistischen Auslandes und Westdeutschlands hervorgehoben wurde.

Nachdem im ersten Fünfjahrplan die Grundprobleme gelöst wurden, wird der zweite Fünfjahrplan in der Hauptsache spezielle Aufgaben für die einzelnen Fachgebiete der Elektrotechnik stellen.

Eine erste wichtige Frage gilt dem Material. Es besteht die Forderung, die bereits eingeleitete Umstellung von Kupfer auf Aluminium als Leitwerkstoff auf allen Gebieten breit einzuführen und auf dieser Basis hochleistungsfähige Geräte für die verschiedenartigsten Verwendungszwecke herzustellen.

Die Forderungen an die Grundstoffindustrie in bezug auf die Qualität der Isolierstoffe, der Dynamobleche mit niedrigen Verlusten und hoher Permeabilität, die Reinheit der zur Verarbeitung kommenden Chemikalien und Metalle für die Galvanotechnik sind seitens der Elektrotechnik festzulegen und der Grundstoffindustrie verbindlich zu übergeben.

Auf dem Gebiet der umlaufenden Maschinen war es dank der abgeschlossenen Entwicklungsarbeiten möglich, die Importe weitestgehend zu vermindern.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Drehstrom-Nebenschluß-Kommutator-Motoren und geschlossene Gleichstrom-Maschinen konnten in den vorgegebenen Betrieben in guter Qualität hergestellt werden.

Zur Befriedigung des In- und Auslandsbedarfs wurde u. a. die Entwicklung und Projektierung von Phasenschiebern, Drehstrom-Langsamläufermotoren, Generatoren für Wasser- und Dampfkraftwerke großer Leistungen, Bandfräsenmotoren und schlagwettergeschützten Maschinen durchgeführt.

Somit war es möglich, den Forderungen der verschiedenen Industriezweige der Deutschen Demokratischen Republik weitestgehend Rechnung zu tragen.

In Anbetracht der Notwendigkeit, die elektrischen Maschinen in wirtschaftlicher Hinsicht vorteilhafter zu gestalten, wurde die Entwicklung der DDR-Standard-Reihe in Angriff genommen. In der weiteren Arbeit gilt es, die Entwicklung der Standard-Reihe schnellstens abzuschließen und die hieraus gewonnenen Erkenntnisse für die neuen Aufgaben, wie z. B. für die Entwicklung von Maschinen mit Tropen- und Silikon-Isolation, zu verwerten.

Von großer Wichtigkeit ist außerdem die Vervollständigung und Verbesserung der Maschinen für den Schiffbau entsprechend dem neuen Seeregister.

Gleichzeitig sind Verbesserungen an den Drehstrom-Nebenschluß-Kommutator-Motoren notwendig.

Auf dem Sektor des Transformatorenbaues ist kurzfristig die Qualität entscheidend zu verbessern. Es ist eine vordringliche Aufgabe für alle Wissenschaftler, Ingenieure, Werkleiter, Arbeiter und Mitarbeiter der Hauptverwaltung Elektromaschinenbau, auf diesem Gebiet das Versäumte aufzuholen und alle Mängel zu beseitigen.

Für die Großtransformatoren bis zur Reihe 220 und den Nennleistungen von 125 MVA wurden Isolationsanordnungen geschaffen, die das Isoliervermögen über die nach VDE geforderten Werte steigern.

Mit Hilfe von verbesserten Konstruktionen ist die Hochfrequenz- und Stoßspannungsfestigkeit der Transformatoren und Meßwandler zu erhöhen. Im Transformatorenbau wird durch die Einführung der Textarbleche mit niedrigen Wattverlusten die Leistungsfähigkeit bei kleineren Abmessungen der Apparate wesentlich verbessert.

Durch die Einführung der Gießharzisolation werden bei Spannungs- und Stromwandlern bis zur Reihe 30 die Leistung und die Festigkeit gegen Spannungs- und Stromstöße um ein beträchtliches gesteigert.

Auf dem Gebiet der Hochspannungs-Schaltgeräte mit höchsten Schaltleistungen sind noch erhebliche Anstrengungen erforderlich, damit der internationale Stand der Technik erreicht wird.

Hier macht sich das Fehlen eines Prüffeldes für elektrische Hochleistungstechnik sehr störend bemerkbar. Die Planungen für dieses Hochleistungsprüffeld [illegible] wohl für Hoch- als auch für Niederspannung sind technisch abgeschlossen. Das Projekt wird dem Ministerrat zur Bestätigung und Beschlußfassung über die erforderlichen Mittel zugeleitet.

Die seit der Wirtschaftskrise 1930 allgemein unterbrochene Entwicklung elektrischer Triebfahrzeuge hat nach dem Krieg wieder die ihr gebührende Bedeutung erlangt. Nachdem zunächst auf dem Gebiet der elektrischen Triebfahrzeuge die Entwicklung [illegible] und der Montage der Schienenbusse und Triebwagen [illegible] der Verkehrsmaschinen [illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] Spezialisten vorgenommen werden.

Bei den noch in diesem Jahr zur Lieferung [illegible] Triebwagen, die mit großem Komfort ausgestattet sein werden, sind die Erfahrungen bei der Schaltung von 3000 V Gleichstrom auszuwerten, damit auch bei diesen Zügen eine große Betriebssicherheit gewährleistet ist.

Dieses gilt auch für die zur Herstellung vorgesehenen Schnellzugwagen mit zwei dreiachsigen Drehgestellen. Weitere wichtige Aufgaben liegen in der Entwicklung neuer S-Bahn- und U-Bahn-Züge sowie von Großraumstraßenbahnwagen. Im Interesse einer Verbesserung, insbesondere der Berliner Verkehrsverhältnisse, ist diese Entwicklung intensiv zu betreiben und die Erprobung in den Jahren 1955/56 zum Abschluß zu bringen.

Alle diese Neuentwicklungen erhalten erhöhte Bedeutung durch die weitere Elektrifizierung, insbesondere des mitteldeutschen Raumes.

Im vergangenen Jahre ist der zurückgebliebene technische Stand auf dem Gebiet der Galvanotechnik gegenüber dem Ausland weiter aufgeholt worden. Es wurde eine intensive Grundlagenforschung betrieben und außerdem wurden Verfahren für Hochleistungs-Glanznickel- und -Glanzkupferbäder, für galvanische Aluminium-Polierbäder weiterentwickelt. Zur Erreichung höherer Wirtschaftlichkeit wurden vollautomatische Galvanisieranlagen in Produktion genommen.

In der weiteren Perspektive müssen sich die Arbeiten vor allem auf die Weiterentwicklung von Hochleistungsbädern und die hierfür erforderlichen neuzeitlichen Filteranlagen erstrecken. Ferner ist die Herstellung vollautomatischer galvanischer Anlagen, besonders für Drähte und Bänder, zu fördern.

Es hat bisher an einer engen Zusammenarbeit zwischen den Fachleuten aus der Chemie, Physik und der Elektrotechnik gefehlt, die gerade auf dem Isolierstoffgebiet unbedingt erforderlich ist. Diese Zusammenarbeit bildet die Grundlage für eine erfolgreiche Weiterentwicklung der Isolierstoffe, an die ständig höhere Anforderungen gestellt werden müssen, besonders, wenn es sich um Geräte handelt, von denen Tropenbeständigkeit gefordert wird.

Ein hoher Prozentsatz des Ausfalls von elektrischen Maschinen und Apparaten ist durch das Versagen des Isolationsmaterials verursacht. Daraus ist zu ersehen, welche Bedeutung der Weiterentwicklung der vorhandenen und der Schaffung neuer Isolierstoffe zukommt. Es ist eine vordringliche Aufgabe des Zentralen Büros für Isolierstoffe und der Technischen Leitung der Hauptverwaltungen des Elektromaschinenbaues, des Kabel- und Apparatebaues und der Radio- und Fernmeldetechnik, alle Forderungen, die hinsichtlich der Weiterentwicklung hochwertiger Kunststoffe gestellt werden, zusammenzufassen und mit der Chemie zu koordinieren.

Im vergangenen Jahre sind die Isolierstoffe auf Glimmerhartpapier und Glasseidenbasis — ebenso wie die Isolierlacke — weiter verbessert worden. Diese Entwicklung muß in den kommenden Jahren intensiv fortgesetzt werden. Sie muß sich auch auf die Grundstoffe Papier, Glasseide, Phenol- und Silikonharze erstrecken.

Der Forderung nach rationeller Arbeitsweise werden u. a. die in der Deutschen Demokratischen Republik gefertigten Widerstandsschweißmaschinen gerecht.

Die Entwicklung der letzten Zeit war neben der Schaffung verschiedener Großtypen von Punkt- und Nahtschweißmaschinen auch der elektrisch-automatischen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

... Herstellung wurde vor allem die trägheitslose Elektronenstrahl...

... sieht den Bau von automatischen Groß-Abbrennschweißmaschinen vor, wie diese z. B. für die Herstellung von großen Kesselwellen und dergleichen eingesetzt werden.

Die Herstellung und Weiterentwicklung von Einzweckmaschinen und vollautomatischen Aggregaten für die verschiedensten Verwendungszwecke muß weiterhin starke Beachtung geschenkt werden.

Der weitere Ausbau unserer Schwerindustrie macht den Einsatz elektrisch betriebener Schmelzöfen sowohl für die Erschmelzung von Metallen als auch Silikaten und Karbiden erforderlich. Es wurden Großöfen entwickelt, die beispielsweise als Stahllichtbogenöfen ein Fassungsvermögen von mehr als 30 t Schmelzgut aufweisen.

Die Weiterentwicklung sieht vor, Stahllichtbogenöfen bis 60 t und diese Öfen bezüglich ihrer Beschickung zu vereinfachen.

Dieses verhältnismäßig junge Fachgebiet, das bisher zu einem großen Teil von England und Westdeutschland beherrscht wurde, zeigt erfreuliche Ansätze und brachte schon durchaus beachtliche Erfolge. Der Export ist auch auf diesem Gebiet bereits gut angelaufen.

Die Weiterentwicklung von induktiven Großöfen für das Schmelzen von NE-Metallen ist zu forcieren.

Die Steigerung der Produktion von Massenbedarfsgütern ist eine hohe ökonomische und politische Aufgabe. Wohl wurde im vergangenen Jahr von den Betrieben, z. B. der Hauptverwaltung Elektromaschinenbau, ein beachtliches Sortiment an Massenbedarfsgütern unserer Bevölkerung angeboten. Trotzdem darf uns das Erreichte nicht befriedigen und nicht dazu verleiten, die noch vorhandenen Schwächen zu übersehen.

Unsere Ingenieure und Konstrukteure müssen intensiver als bisher die noch vorhandenen Sortimentslücken in der Entwicklung der Massenbedarfsgüter schließen, um so der Produktion die Möglichkeit zu geben, das Warenangebot zu erhöhen und durch gute Zusammenarbeit zwischen den Werktätigen und der schaffenden Intelligenz die Selbstkosten zu senken, die Qualität zu steigern und das Sortiment zu erweitern.

Für das Jahr 1955 erwächst den Betrieben die Verpflichtung, alles daran zu setzen, die Schwächen und Mängel in der Produktion von Massenbedarfsgütern zu beseitigen und den Plan sortimentsgerecht und in bester Qualität zu erfüllen und überzuerfüllen.

Bei der Neueinführung ist besonders darauf zu achten, daß neben einer zweckmäßigen Konstruktion die Geräte eine moderne Form erhalten und auch die Oberflächen von bester Qualität sind.

Mit Hilfe der Verbesserung der Konstruktion, der Technologie und der Einführung neuer Arbeitsmethoden wird der Schaffung technisch begründeter Arbeits... Voraussetzungen für die Senkung der Kosten und die Produktivität zu erhöhen sein. Der Selbstkostensenkung durch Spezialisierung und zweckmäßige Kooperation ... Bedeutung der Massenbedarfsgüter ... Beachtung zu schenken.

... Konstruktions- und Apparatebüros ... Fachgebiet ... Schwerpunkte ...

Auf der
...mer zwec
Stadte sol
tung beko
drucklam
sen, sind
In unse
Beleuchtt
gefuhrten
wobei di
Auf de
ten sind
sowie tro
Der we
genormte
Wichti
Xénonfli
wicklung
ermöglic
technik
Auf d
an Kup
diese vo
von Al
zuführe
Zur
Entfern
satz vo
Mit
der Gle
Dam
lacken
von In
Für
Isolier
schluß
Der
Glass
Auf
und I
die H
Wi
...
...
...
N
K
...

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] zu schaffen.

In unseren Wohnungen selbst zukünftig energiesparende, [illegible] Beleuchtungskörper mit Leuchtstofflampen vorherrschen. Die [illegible] geführten ersten Entwicklungen galten der Anwendung [illegible] wobei die C-Form mit bestem Erfolg angewandt wurde.

Auf dem Gebiet der mit Niederspannungs-Leuchtstofflampen bestückten Leuchten sind sowohl Zweckleuchten als auch explosions- und schlagwetterschutz- sowie tropen- und säurefeste Ausführungen zu schaffen.

Der westdeutsche Stand der Technik bei starterlosen Leuchtstofflampen und genormten Einstiftsockeln muß auch bei uns erreicht und überholt werden.

Wichtig für Bühne und Film sind der luftgekühlte Xénonscheinwerfer und die Xénonflächenleuchte für Horizontaufhellung in Atelier und Bühne. Diese Entwicklung wird eine spektrumstreue Farbwiedergabe auch bei geringer Helligkeit ermöglichen und damit zu einer völlig neuartigen Dekorations- und Schminktechnik in den natürlichen Farben führen.

Auf dem Gebiet Kabel und Leitung kennzeichnen weitgehende Einsparungen an Kupfer und Blei alle Entwicklungen. Die Entwicklungsingenieure müssen auf diese vordringlichen Aufgaben ihr größtes Augenmerk richten. Die Entwicklung von Aluminiumkabeln in bleimantelloser Ausführung ist vordringlich durchzuführen.

Zur Lösung des Problems der Übertragung elektrischer Energie auf weite Entfernungen ist die Durchführung von praktischen Großversuchen für den Einsatz von Gasdruckkabeln erforderlich.

Mit der Entwicklung der Gleichspannungskabel über 400 kV muß ebenfalls die der Gleichstrom-Hochleistungsschalter für höchste Spannungen Hand in Hand gehen.

Damit wird der Entwicklung von neuen Isolierstoffen, Isolierpapieren und Isolierlacken aus heimischen Rohstoffen größte Bedeutung beigemessen, um unabhängig von Importen zu werden und mit dem Stand der Technik Schritt zu halten.

Für die Isolierungen der Kabel und Leitungen ist der Einsatz qualitativ besserer Isolierstoffe erforderlich, damit Material eingespart werden kann und der Anschluß an den Weltmarkt erreicht wird.

Der Kabeltechnik fehlen z. Z. die hochwertigen Isolierstoffe Lupolén, Oppanol, Glasseide usw.

Auf dem Isolierlacksektor sind vor allem die hochwertigen Lacke auf Desmodur- und Desmophenbasis zu entwickeln sowie die Erzeugung von Benzylzellulose für die Herstellung von Kaltlacken zu forcieren.

Wir sehen auch hier wieder, daß die Entwicklungen in der Elektrotechnik mit denen in der Chemie Hand in Hand gehen müssen, genauer gesagt muß die Chemie auf Grund der Aufgabenstellung der Elektrotechnik die geforderten Entwicklungen rasch zum Abschluß bringen bzw. mit der Produktion beginnen.

Neben den vorgenannten Aufgaben dürfen die Aufgaben auf den Gebieten der Kunststofftechnologie und der Leiter- und Metallmanteltechnologie nicht vernachlässigt werden.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

...HF-Kabel sind große Aufgaben zu lösen, u. a. müssen Emp... ...-Koaxialkabel für UKW und Fernsehbänder bis 600 MHz, HF-Energie... ...kabel für Großbereich, metallfreie Wellenleiter, Oberflächenwellenleiter, Impuls... ...-Koaxialkabel usw. weiterentwickelt werden. Die Schaffung von weiteren ...perfesten Kabeln und Leitungen ist fernerhin vorzusehen.

Die Baumdustrie, insbesondere für Wohnungsneubauten und größere Industrie... ...bauten, verlangt Installationsmaterial für montagezeitsparende Installations... ...systeme, wobei besonders das halbversenkte Installationsmaterial zu verstärken ist. Es muß ein Installationssystem für industrielle Bauweise sowie ein Installa... ...tionsmaterial entsprechend diesen Forderungen unseres Bauprogramms geschaffen werden.

Die Anwendung von Stegleitungen bei der Installation unserer Neubauten muß gefördert werden, um eine wirtschaftliche Bauweise auch auf diesem Gebiet zu erreichen.

Weiterhin ist die Bereitstellung von Bühneninstallationsmaterial, die Entwicklung von explosions- und schlagwettergeschützten Installationsapparaten sowie die Weiterentwicklung von tropengeschützten Installationsgeräten erforderlich. Die Weiterentwicklung des Schuko-Materials sowie der Stecker und Klemmen, Schalter und Steckdosen usw. in Einheitsausführung ist dringend durchzuarbeiten.

Gleiches gilt für Herdanschlußgeräte und Sicherungsleitungsschutzschalter, deren räumliche Dimensionierungen weitestgehend zu reduzieren sind.

An die Chemie muß die Forderung erhoben werden, schnellstens hellfarbige, lichtechte Preßmassen in der Güte der früheren Polopiasmasse zu schaffen.

Die großzügige Anwendung von Elektrowärme im Haushalt, in Betrieben und in der Landwirtschaft erfordert Konstruktionen, die dem höchsten Stand der Technik entsprechen und Weltmarktansprüchen standhalten.

Der Forderung der Bevölkerung nach hochwertigen elektrotechnischen Massenbedarfsgütern muß mehr als bisher Rechnung getragen werden.

Mit Rücksicht auf die ständige Verbesserung der Energielage wird der elektrischen Raumheizung besondere Bedeutung zukommen, wobei Speicheröfen, Strahlungswände und dergleichen in wirtschaftlichen Ausführungen zu entwickeln sind.

Die Reihe der exportfähigen Geräte muß wesentlich erweitert werden.

In der Anwendung der Infrarottechnik wurden in den letzten Jahren Fortschritte gemacht, die zu den größten Hoffnungen berechtigen. Es müssen Anlagen und Verfahren für die verschiedenartigste Verwendung entwickelt und gebaut werden.

In der Gummiindustrie wird die Vulkanisation mit Infrarot, wofür bereits be... ...freiende Versuche durchgeführt sind, eine wesentliche Produktionssteigerung bringen.

Desgleichen soll die Trocknung von Farben in den Farbwerken mittels Infrarot als ein wichtiges Entwicklungsthema behandelt werden.

Auf dem Gebiet der Unkrautbekämpfung mit Infrarot und Ultrarot wie der Infrarotsaatgutbehandlung und der Haltbarmachung [illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

weiteren Ausbau der keramischen Technik und der Lasertechnik zur Anwendung zu bringen.

Freileitungsisolatoren für höchste Betriebsspannungen sowie für die Hochspannungstechnik sind weiterzuentwickeln.

Die Erforschung des Überschlagmechanismus bei Gleichspannung und die Entwicklung von Isolatoren für Gleichspannungsanlagen für die Energieversorgung sowie die Untersuchung zur Klärung des Überschlagmechanismus bei verschmutzungssicheren Isolatoren für hohe Betriebsspannungen sind forciert weiterzuführen.

Besondere Beachtung ist der Entwicklung keramischer Halbleiterwiderstände für Zwecke der Hochspannungstechnik, insbesondere für die Überspannungsableiter und den halbleitenden Überzügen auf Keramiken zu schenken.

Die Untersuchung und Entwicklung weiterer keramischer Halbleiterstoffe, insbesondere auch für die Infrarottechnik und lichtelektrische Energiewandler ist zu fördern.

Eine weitere Schwerpunktaufgabe ist die Verbesserung und Weiterentwicklung von Ferrit-Werkstoffen, insbesondere im Hinblick auf ihre Verwendung für Pupinspulenkerne sowie die Entwicklung neuer Ferrit-Werkstoffe mit besonders günstigen Eigenschaften im Gebiet der Höchstfrequenzen.

In Verbindung damit steht die Entwicklung von keramischen Kondensatoren für hohe Spannungen unter Verwendung keramischer Sondermassen zum Einsatz in der Energieelektronik, insbesondere als Kopplungskondensatoren für Trägerfrequenztechnik und Hochspannungsanlagen.

Weiterhin sind [illegible], insbesondere Großflächenschwinger aus Bariumtitanat, Kondensatoren und magnetostriktive Materialien für die Ultraschalltechnik.

Die geeignete [illegible] und der elektrischen Stahlerzeugung erfordern [illegible] und Lötfähigkeit höchster Leistungen und [illegible]

Auf dem [illegible] an die westdeutschen Erzeugnisse [illegible] Prüfe aufgebaut werden.

Für den [illegible] von Forderungen der Nachrichtentechnik [illegible] bei der Verwendung im Bergbau und [illegible]

Die [illegible] höherer Leistungen für Großbildröhren, [illegible] Weiterentwicklung der Kontaktgleichrichter [illegible]

Auf dem Gebiet der [illegible] war es die Aufgabe im ersten Fünfjahrplan, [illegible] zu schaffen, die die [illegible] Produktion von Schaltgeräten für den erhöhten Bedarf sicherstellen.

Es ist jetzt unsere Aufgabe, diese Geräte auf den höchsten Stand der Technik zu bringen.

Die Fragen der Lichtbogenlöschung, der Verbesserung der Kontakte müssen schnell gelöst werden.

Die Typenreihen in schlagwettergeschützter und explosionsgeschützter Ausführung sind zu überprüfen und zu verbessern.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] Motorschutzschalter für die Reihe bis 3000 A [illegible] Die bisherigen Schalter entsprechen in ihrer Schaltleistung [illegible] Anforderungen der Industrie. Die Typen müssen kleinere Abmessungen erhalten.

Die Entwicklungen des Maschinenbaues nach technisch hochwertigen elektrischen Steuerungen muß in verstärktem Maße Rechnung getragen werden. Es sind Baumittel zu schaffen, die universell für alle vorkommenden Einbauten und Kapselungen verwendbar sind.

Konstruktionsverbesserungen der Leistungschalter bis 6000 A bzw. 3000 V für Elektrolysen und für die Elektrifizierung von Bahnanlagen der Deutschen Demokratischen Republik und des Auslandes sind dringend erforderlich. Die für den Schiffbau benötigten Schaltgeräte in seewassergeschützter Ausführung müssen typisiert und vereinfacht werden. Um den Exportforderungen tropengeschützter Schaltgeräte nachzukommen, müssen Schaltgeräte nach den kurzfristig zu erarbeitenden Tropenschutzbestimmungen gebaut werden.

Auf dem Gebiet der Relaistechnik laufen Entwicklungen für eine Relaiseinrichtung für die Schnellwiedereinschaltung bei Kurzschlüssen in Hochspannungsnetzen.

Weiterhin ist die Entwicklung einer Einrichtung für den Erdschlußschutz von Generatoren mittels Hochfrequenz vorgesehen. Gegenüber den bisher verwendeten Schaltungen für Erdschluß ergibt sich dadurch eine erhebliche Vereinfachung. Blindleistungsbegrenzer zur Steuerung von Phasenschieberkondensatoren, die automatisch den Blindstrom in den Stromversorgungsnetzen herabsetzen, sind kurzfristig in Produktion zu nehmen.

Die Forderung der Industrie nach einheitlichen gußgekapselten Geräten und Verteilungsanlagen ist durchzusetzen.

Es ist anzustreben, ein Einheitsverteilungsanlagensystem für die Deutsche Demokratische Republik in 2-, 3- und 4poliger Ausführung bis 500 V — voraussichtlich bis 600 A — zu schaffen.

Einen breiten Raum in der Verbesserung unserer elektrischen Massenbedarfsgüter und der Erleichterung der Arbeiten in Küche und Haushalt nehmen auch die motorischen Wirtschaftsgeräte und elektrischen Werkzeuge ein.

Neben der Entwicklung von Klein- und Kleinstmotoren in explosions- und schlagwettergeschützter Ausführung sind diese besonders in tropenfester Ausführung herzustellen.

Außerdem ist die Einführung der DDR-Einheitskleinstmotorenreihe vordringlich abzuschließen und die Produktion auszuweiten.

Der magnetischen und elektronischen Regelung der Klein- und Kleinstmaschinen ist besondere Bedeutung zu schenken. Regelmotoren für das Funkwesen, die Fernmeldetechnik und die Schiffahrt sind zu entwickeln.

Zur weiteren Mechanisierung der Arbeit, besonders im Bauwesen, in der Landund Forstwirtschaft und in der Lebensmittelindustrie sind [illegible] Elektrowerkzeuge in die Produktion zu nehmen.

[illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] Kupfer durch Aluminium in weitestgehendem Maße [illegible] der Entwicklung und der Produktion von Geräten und Aggregaten [illegible] Elektrik befinden sich infolge der unglücklichen Teilung unseres Vaterlandes in Westdeutschland. Darum mußten in den vergangenen Jahren in der Deutschen Demokratischen Republik neue Entwicklungs- und Produktionsstätten geschaffen werden, um zunächst diejenigen Geräte und Aggregate auf den Markt zu bringen, die für den Betrieb von Kraftfahrzeugen unbedingt erforderlich waren.

Es kommt jetzt darauf an, die Funktion und Lebensdauer der Geräte zu verbessern und sie den Betriebsbedingungen der einzelnen Fahrzeugtypen gut anzupassen.

Den Rationalisierungs- und Standardisierungsrichtlinien muß dabei besondere Beachtung geschenkt werden. Die stetige Weiterentwicklung der Motoren und Fahrzeuge und die Steigerung der Wünsche der Kunden stellen ebenfalls neue Forderungen, deren wichtigste die Geschwindigkeitssteigerung, Gewichtsersparnis, Geräuschminderung und Betriebssicherheit bei einem Minimum an Wartung sind. Hierbei ist auch besonderer Wert auf tropenfähige Ausführung fahrzeugelektrischer Ausrüstungen zu legen.

Es sind intensive Untersuchungen durchzuführen mit dem Ziel, die komplizierte Regelung der Lichtmaschine durch kontaktlose Regler zu erreichen.

Auf dem Gebiet der Akkumulatoren und galvanischen Stromerzeuger sind die noch bestehenden Mängel in der Art der geeigneten Lebensdauer sowie die mangelnde Einsatzfähigkeit bei niedrigen Temperaturen zu beseitigen, die Entwicklung muß sich auf die [illegible] der Batterien konzentrieren, wobei die Elektrolyte [illegible] eine wichtige Rolle spielen.

Der [illegible] wird weiter verbessert und steigert bei [illegible] 30%ige Leistungsfür [illegible] Batterien für Elektrokarren, [illegible] müssen künftig in größeren [illegible] hergestellt werden.

[illegible] sind zu schaffen. Die Anlasser [illegible] Anforderungen.

Neuartige [illegible] Akkumulatoren ausgerüstet, [illegible] Kompaß in den Gruben zur Verfügung [illegible] Ladearbeiten aufzunehmen auf dem Gebiet [illegible] geeigneten Stahlrundzelle auf Nickel-[illegible] Kapazitäten in kleinstem Volumen.

Die Aufgaben der Wissenschaftler, Ingenieure, Techniker, Meister, der Arbeiterinnen und Arbeiter der Betriebe des Sektors Radio- und Fernmeldetechnik innerhalb des Wirtschaftszweiges Elektrotechnik sind besonders vielseitig und von entscheidender Bedeutung. Der hohe Grad der Lohnintensität dieser Erzeugnisse macht sie besonders geeignet für den Export. Außerdem sind hochwertige Massenbedarfsgüter bei der Bevölkerung sehr begehrt und eine Vielzahl von elektro-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] bringt eine schnelle Steigerung der Arbeitsproduktivität [illegible] und hebt dadurch den Lebensstandard des Volkes.

Wenn bis jetzt [illegible] unsere Geräte aus Rekonstruktionen entstanden, ist es jetzt an der Zeit, neue Gedanken zu verwirklichen und neue moderne Geräte nach dem höchsten Stand der Technik zu entwickeln und zu produzieren.

Als ersten Schwerpunkt auf dem Gebiet der RFT steht nach wie vor die Entwicklung und Herstellung moderner Bauelemente der Nachrichtentechnik, vor allen Dingen in Klein-, Kleinst- und tropensicherer Ausführung.

Es gilt, unsere Erfolge auf dem Gebiet der Halbleiter auszubauen und, was das wichtigste ist, die fertigen Entwicklungen nunmehr schnell in die Produktion aufzunehmen.

Es ist ein unmöglicher Zustand, daß die erfolgreiche Entwicklungsarbeit, die zweifellos auf diesem Gebiet vorhanden ist, durch die Verzögerung in der Produktionsüberleitung nicht genügend genutzt wird.

Auf dem Gebiet der Vakuumtechnik haben wir teilweise wieder den Anschluß an den Weltstandard gewonnen: die Entwicklung und Herstellung großer Bildröhren, von Röhren mit langer Lebensdauer für kommerzielle Zwecke, von Spezialröhren für die Dezimeter- und Zentimetertechnik sowie moderner Bildaufnahmeröhren sind die nächsten Aufgaben. Im Fernsehen haben wir uns das Ziel gesetzt, bis Ende des zweiten Fünfjahrplans 90% unseres Gebietes mit einem ausreichenden Fernsehempfang zu versorgen.

Während bei der Senderentwicklung in kurzer Zeit gute Erfolge erzielt wurden, sind wir mit der Qualität und dem Preis unserer Fernsehempfänger noch nicht zufrieden.

Hier gilt es besonders auch für unsere Glasindustrie, große Anstrengungen zu unternehmen, damit wir den Weltstandard erreichen. Parallel dazu muß durch Verbesserung der Richtverbindungsstrecken die Qualität unserer Fernsehsendungen gehoben werden.

Auf die Weiterentwicklung der Fernsehsender ist großer Wert zu legen.

Die Laborarbeiten für das Farbfernsehen müssen so schnell wie möglich abgeschlossen werden.

Auch im letzten Jahr ist es der RFT noch nicht gelungen, unserer Bevölkerung die gewünschten hochwertigen und modernen Autosuper und Koffergeräte zu liefern.

Die Bauelementindustrie hat dafür zu sorgen, daß endlich die Entwicklung der hierzu benötigten Kleinbauteile abgeschlossen wird und von der Produktion übernommen werden kann.

Die Zusammenarbeit mit dem Ministerium für Schwerindustrie in der Bereitstellung von hochwertigem Magnetmaterial muß verbessert werden.

Die Exportabteilung ist noch sehr weit zurückgeblieben. Das geht z. B. daraus hervor, daß [illegible] vor Jahren in Entwicklung befindlichen Diktiergeräte, die wesentlich zur Steigerung der Arbeitsproduktivität und zur Einsparung von Schreibkräften beitragen, noch immer nicht produziert werden. Es ist an der Zeit, daß diese Magnetbandgeräte durch billigere und betriebssichere Geräte abgelöst werden.

[illegible]

[illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] Perspektive [illegible] Entwicklung [illegible] Schwerpunkte [illegible] Arbeit [illegible] Zeit [illegible] werden, denn gerade unsere Produkte der Mikroelektronik [illegible] für den Export geeignet. Neue Gebiete der Mikroelektronik werden auf dem Zenti- und Dezimetergebiet erschlossen.

In der Motorwählertechnik muß man aus dem Versuchsstadium heraus kommen und endlich moderne Motorwähleramter dem Export und der Deutschen Post zur Verfügung stellen.

Die bisher etwas vernachlässigte Entwicklung von Elektronenwählern ist erheblich zu beschleunigen.

Die ungenügenden Erfolge in der Entwicklung von Anlagen für die Übertragungstechnik, hervorgerufen durch unklare Aufgabenstellung und den Mangel an Kleinbauelementen sind Anlaß dazu, die Arbeiten auf diesem Gebiet erheblich zu fördern.

Gute Erfolge sind auf dem Gebiet des UKW-Verkehrsfunks zu verzeichnen. Unsere MTS-Stationen wurden mit modernen UKW-Anlagen ausgerüstet und sorgen auf dem Lande für eine Steigerung der Hektarerträge. Weitere Anwendung finden die Anlagen bei Polizei, Bergwerkbetrieben und Bahn.

Als nächste Aufgabe steht die Entwicklung von öffentlichen Verkehrsfunkanlagen.

Die weitere Entwicklung und Konstruktion von Großsendeanlagen ist stark zu beschleunigen.

Für den kommerziellen Funkdienst sind moderne Einseitenbandsender und -empfänger zu entwickeln.

Durch die Entwicklung der induktiven Einrichtungen für die Wärmebehandlung der Metalle und die Schweißung von Kunststoffen durch induktive und kapazitive Erwärmung [illegible] ist den Metallurgen, den Härtefachleuten [illegible] Verfahren in die Hand gegeben [illegible] Republik Einrichtungen für die [illegible] wie Kurbelwellen, Lagerzapfen, Kugellagerringe [illegible] entwickelt werden. Diese Anlagen [illegible] Die hierbei gesammelten Erfahrungen sind [illegible] für die Weiterentwicklung zu verwenden.

Für die Sinterung von Metallen sind induktive Druck- und Vakuum-Sinteranlagen entwickelt worden. Die induktive Beheizung ist hier als einzige geeignet, die benötigte Erwärmung auf eine genau einzuhaltende Temperatur in relativ kurzer Zeit zu bewerkstelligen. Die Erwärmungseinrichtungen können robust aufgebaut und für den rationellen Arbeitsablauf bestimmt werden. Verteuernd auf die Mittelfrequenzanlagen wirken zur Zeit noch die Phasenschieberkondensatoren, die durch Anwendung neuer Fertigungsmethoden erheblich verbilligt werden müssen, um zu einem guten wirtschaftlichen Nutzeffekt zu kommen. Die Anlagen sind kurzfristig so weiterzuentwickeln, daß sie vollautomatisch arbeiten und eine manuelle Bedienung überflüssig wird.

Ich habe versucht, Ihnen den gegenwärtigen Stand einiger der zu lösenden Aufgaben auf dem Gebiet der Elektrotechnik aufzuzeigen. Es sind große und bedeutungsvolle Aufgaben, die uns die Regierung auf allen Gebieten unserer Elektrotechnik gestellt hat. Wir haben in unserer Deutschen Demokratischen Republik

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

...der Arbeiter und-Bauern-Macht alle Voraussetzungen ...
...Interesse des gesamten deutschen Volkes zu erfüllen und damit ...
...Verteidigung des ganzen Weltfriedenslagers unseren Beitrag für die Erhaltung ...
...Friedens zu leisten.

...in der Deutschen Demokratischen Republik hervorragende Wis...
...schaftler, Ingenieure, Konstrukteure und erfahrene Arbeiter, die in gemeinsam...
...Anstrengung dieses Ziel erreichen werden.

...ist gerade die kameradschaftliche Zusammenarbeit zwischen den ...
...beitern mit den Angehörigen der technischen Intelligenz zur Lösung solcher gro...
...Aufgaben ist, unterstrich Genosse Bulganin auf der Moskauer Industriekonfer...
...als er erklärte:

„Man darf aber nicht in den Fehler verfallen, die Einführung der fortschr...
lichen Technik und die Verbesserung der Organisation der Produktion losg...
von den Menschen, die in der Produktion beschäftigt sind, zu betrachten.
Ohne breite Anteilnahme der Arbeiter, Technologen, Ingenieure, Konstr...
teure, Techniker usw. an dieser Sache, ohne ständige schöpferische Zusamm...
arbeit der Wissenschaftler mit der Produktion kann nichts erreicht werden."

Daß wir auf der Grundlage dieser Zusammenarbeit bedeutende Erfolge ...
ziehen können, beweisen die Ergebnisse bei der Erfüllung des Energieprogramm...
im vergangenen Jahr. In enger Zusammenarbeit aller Werktätigen und der schaffe...
den Intelligenz ist es 1954 gelungen, über 700000 kW neuer Energieerzeugun...
anlagen mit moderner Technik und automatischem Betrieb fertigzustellen. We...
bis 1954 unsere größten Einheiten eine Leistung von 32000 kW aufwiesen, ...
wird Ende 1955 der erste neue Turboeinheitensatz mit 75000 kW werkstattfertig ...

Wir haben weiter die bedeutenden Möglichkeiten der Verstärkung der wiss...
schaftlich-technischen Zusammenarbeit mit der Sowjetunion und den volk...
demokratischen Ländern, Möglichkeiten der Zusammenarbeit, wie sie nur unt...
sozialistischen Ländern gegeben sind.

Ein hervorragendes Beispiel hierzu erleben wir in dem Beschluß der Regierun...
der UdSSR, die Ergebnisse der Entwicklung auf dem Gebiet der Nutzbarmachu...
der Energie der Atomkerne auch dem deutschen Volk zur Verfügung zu stellen...
Während in den USA die Ergebnisse der Forschungsarbeiten auf dem Gebiet d...
Kernphysik zu einem Erfahrungsaustausch verwendet wurden, der die Zerstörun...
alles menschlichen Lebens, der Zivilisation und der Kultur im Rahmen eines neue...
Krieges zum Gegenstand hat, schließt die UdSSR mit der Deutschen Demokrati...
schen Republik ein Abkommen über die Projektierung, Lieferung und Inbetrieb...
setzung eines Atomreaktors in der Deutschen Demokratischen Republik einschließ...
lich der dazu notwendigen Schulung der deutschen Wissenschaftler und Technike...
sowie Weiteres sowie über die Lieferung radioaktiver Isotope als Hilfsmittel ...
Forschung und Technik.

Damit erschließen sich für uns bisher ungeahnte Möglichkeiten für die Weiter...
entwicklung unserer Produktivkräfte.

Zur Nutzung dieser gegebenen Möglichkeiten setzen wir die großen schöpfe...
rischen Kräfte unserer deutschen Wissenschaftler, Ingenieure, Konstrukteure,
Techniker, Arbeiter und Neuerer der Produktion ein, setzen wir die großen mate...
riellen Mittel, die unsere Regierung zur Weiterentwicklung der Wissen...
schaft und Technik zur Verfügung stellt.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Gehen wir kühn und entschlossen an die Arbeit.

Es besteht kein Zweifel, daß wir die von der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands und der Regierung gestellten Aufgaben auf dem Gebiet der Energietechnik im ersten Fünfjahrplan erfolgreich abschließen und den zweiten Fünfjahrplan mit einem guten Start beginnen.

Möge die diesjährige Tagung mit ihren Fachberatungen dazu beitragen, im gegenseitigen Erfahrungsaustausch und in offenherziger, der Sache dienender Zusammenarbeit uns einen großen Schritt zur Lösung der interessierenden Fragen vorwärtszubringen.

Ich übermittle Ihnen dazu die besten Wünsche.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Ein Elektronen-Präzisionsoszillograf mit wenigen μ Schreibfleckdurchmesser

Stahlpreisträger **Manfred von *Ardenne***, Dresden

Je tiefer die menschliche Forschung in die Feinheiten des Naturgeschehens eindringt und je höher sich unsere Technik entwickelt, desto häufiger wird die Aufgabe sein, die Feinstrukturen von Oszillogrammen und die Feinstruktur von Kennlinien zu untersuchen. Einen Weg hierzu hat der Verfasser 1939 durch die Schaffung des „Elektronen-Mikrooszillografen" [1] erschlossen. Schon bei der Entwicklung dieses Oszillografentypes wurden seine interessanten Möglichkeiten für die Schreibung sehr hoher Frequenzen erkannt und ausgenutzt [2]. In der Zwischenzeit ist der Mikrooszillograf für die Registrierung einmaliger Vorgänge mit Frequenzkomponenten von über 10^{10} Hertz weiterentwickelt worden [3].

Auch in einer anderen Entwicklungsrichtung ist das Mikrooszillografen-Prinzip damals ausgebaut worden, und zwar mit dem Ziel, die Bauweise und Handhabung von Vielfach-Oszillografen zu vereinfachen [4].

In der vorliegenden Mitteilung soll über eine weitere in der Sowjetunion 1952 durchgeführte Sonderentwicklung berichtet werden, die sich aus dem Mikrooszillografen-Prinzip ergeben hat und die dazu bestimmt ist, die einleitend formulierten Aufgaben zu lösen.

1. Das Prinzip des Präzisionsoszillografen

Das Prinzip des Mikrooszillografen bestand darin, daß das Oszillogramm von mikroskopischer Kleinheit durch einen äußerst feinen Elektronenschreibfleck auf fotografischem Material mit großem Auflösungsvermögen geschrieben und später mit Hilfe eines Meßmikroskops und Meßtisches ausgewertet wurde. Entsprechend dieser Wirkungsweise wurde dem Instrument damals der Name „Mikrooszillograf" gegeben. Bei dem heute besprochenen Instrument wird wohl der äußerst feine Elektronenschreibfleck beibehalten, das Oszillogramm aber nicht mehr mit mikroskopischer Kleinheit, sondern mit den Amplituden üblicher Oszillografen geschrieben. Aus diesem Grund wird für diese Oszillografen-Variante die Bezeichnung „Elektronen-Präzisionsoszillograf" vorgeschlagen.

Bei den handelsüblichen Elektronenstrahl-Oszillografen beträgt das Verhältnis von Schreibfleckdurchmesser zur Seitenlänge der Schreibfläche etwa 1 : 300 [5] bzw. bei spezialisierter Schreibfläche das Verhältnis von Schreibfleckfläche zu Schreibfläche 1 : 10^6. Demgegenüber war es das Ziel der hier besprochenen neuen Oszillografen-Variante, ein Verhältnis von Schreibfleckdurchmesser zu Kantenlänge der Schreibfläche von $3 \cdot 10^{-4}$ m : 10^{-1} m = 1 : 30000 zu realisieren. Das entspricht

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Ein Elektronen-Präzisionsoszillograf mit wenigen μ Schreibfleckdurchmesser

Stalinpreisträger Manfred von *Ardenne*, Dresden

Je tiefer die menschliche Forschung in die Feinheiten des Naturgeschehens eindringt und je höher sich unsere Technik entwickelt, desto häufiger wird die Aufgabe sein, die Feinstrukturen von Oszillogrammen und die Feinstruktur von Kennlinien zu untersuchen. Einen Weg hierzu hat der Verfasser 1939 durch die Schaffung des „Elektronen-Mikrooszillografen" [1] erschlossen. Schon bei der Entwicklung dieses Oszillografentypes wurden seine interessanten Möglichkeiten für die Schreibung sehr hoher Frequenzen erkannt und ausgenutzt [2]. In der Zwischenzeit ist der Mikrooszillograf für die Registrierung einmaliger Vorgänge mit Frequenzkomponenten von über 10^{10} Hertz weiterentwickelt worden [3].

Auch in einer anderen Entwicklungsrichtung ist das Mikrooszillografen-Prinzip damals ausgebaut worden, und zwar mit dem Ziel, die Bauweise und Handhabung von Vielfach-Oszillografen zu vereinfachen [4].

In der vorliegenden Mitteilung soll über eine weitere in der Sowjetunion 1952 durchgeführte Sonderentwicklung berichtet werden, die sich aus dem Mikrooszillografen-Prinzip ergeben hat und die dazu bestimmt ist, die einleitend formulierten Aufgaben zu lösen.

1. Das Prinzip des Präzisionsoszillografen

Das Prinzip des Mikrooszillografen bestand darin, daß das Oszillogramm von mikroskopischer Kleinheit durch einen äußerst feinen Elektronenschreibfleck auf fotografischem Material mit großem Auflösungsvermögen geschrieben und später mit Hilfe eines Meßmikroskopes und Meßtisches ausgewertet wurde. Entsprechend dieser Wirkungsweise wurde dem Instrument damals der Name „Mikrooszillograf" gegeben. Bei dem heute besprochenen Instrument wird wohl der äußerst feine Elektronenschreibfleck beibehalten, das Oszillogramm aber nicht mehr mit mikroskopischer Kleinheit, sondern mit den Amplituden üblicher Oszillografen geschrieben. Aus diesem Grund wird für diese Oszillografen-Variante die Bezeichnung „Elektronen-Präzisionsoszillograf" vorgeschlagen.

Bei den handelsüblichen Elektronenstrahl-Oszillografen beträgt das Verhältnis von Schreibfleckdurchmesser zur Seitenlänge der Schreibfläche etwa 1 : 300 bzw. von Schreibfläche zu Schreibfläche das Verhältnis von Schreibfleckfläche zu Schreibfläche 1 : 10^5. Demgegenüber war es das Ziel der hier beschriebenen neuen Oszillografen-Variante, das Verhältnis von Schreibfleckdurchmesser zu Kantenlänge der Schreibfläche auf [illegible] zu steigern. Das entspricht

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] Verhältnisse [illegible] Bildgröße. Dieses Verhältnis wurde als [illegible] einem dem entsprechenden Verhältnis handelsüblicher Elektronenstrahl-Oszillografen liegen. Wie sich aus dem Abschnitt 2 ergibt, ist dieses Ergebnis praktisch erreicht worden.

1.1 *Das Prinzip des Elektronen-Präzisionsoszillografen*

geht aus einer in Bild 1 dargestellten elektronenoptischen Anordnung bzw. aus einem Strahlengang hervor. Der Cross-over eines Elektronenstrahlers üblicher Bauart wird mit Hilfe einer kurzbrennweitigen magnetischen Polschuhlinse auf etwa 1 ··· 3 μ Dmr. verkleinert. Das so erhaltene Zwischenbild wird durch die magnetische Hauptlinse des Oszillografen schwach vergrößert (1,5mal) abgebildet. Die Bemessung des Durchmessers D_L der Hauptlinsenblende erfolgte auf Grund von Messungen und Rechnungen, die im folgenden Abschnitt 2 besprochen werden.

2. Theoretische Grundlagen

1.1 *Strahlengang*

Im Interesse günstiger Intensitätsverhältnisse (großer Richtstrahlwert des Elektronenstrahlers, hohe Elektronenempfindlichkeit der Fotoschicht) verwendet man bei dem Oszillografen eine Anodenspannung von 30 kV. Bei Einstellung des unten beschriebenen Elektronenstrahlersystems auf etwa 100 μA Anodenstrom beträgt der Durchmesser des Cross-over in der Nähe der Anodenblende des Elektronenstrahlers etwa 0,1 mm. Betrachtet man als Ziel der Entwicklung einen Durchmesser des Elektronenschreibfleckes von 3 μ, so ergibt sich als Verkleinerungsverhältnis des Gesamtsystems der Wert 1 : 33.

Durch die elektronenoptischen Ablenkfehler tritt bekanntlich eine Verzerrung, also Vergrößerung des Elektronenschreibfleckes, ein, die mit dem Quadrat des Ablenkwinkels und linear mit dem Strahldurchmesser im Ablenkraum zunimmt. Um die Aussicht zu haben, auch die Randgebiete einer Oszillogrammschreibfläche von 9 · 12 cm² ohne kritische Fleckvergrößerung schreiben zu können, wurde auf Grund der im folgenden Abschnitt referierten Berechnung eine ungewöhnlich starke Abblendung der Hauptlinse vorgenommen.

Im Interesse geringer Baulänge kommt in der Hauptlinsenstufe eine Anordnung zur Anwendung, die 1,5fache Vergrößerung ergibt. Die Verkleinerung der vor die Hauptlinsenstufe geschalteten Polschuhlinsenstufe ist daher für das gewählte Ziel auf $\frac{1}{33 \cdot 1{,}5} \approx \frac{1}{50}$ abzugleichen[1]).

1.2 *Hauptlinse und Ablenksystem*

Bei der Bildweite von 30 cm der Hauptlinsenstufe und dem Vergrößerungsverhältnis 1 : 1,5 ergibt sich für die Brennweite der Hauptlinse ein Wert von $f = 120$ mm.

Bekanntlich ist aus potentialtheoretischen Gründen das magnetische Feld im ganzen Linsenraum gegeben, wenn der Verlauf der Feldstärke auf der Linsenachse

[1]) Dieses Verkleinerungsverhältnis wird, da die Dingweite 210 mm beträgt, mit einer Brennweite $f = 4{,}2$ mm erzielt. Weitere Daten der Verkleinerungslinse: Polschuhabstand 2 mm. Dmr. der Polschuhbohrung 2 mm. Platinblende 0,3 mm Dmr. 30 kV. 900 Amperewindungen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

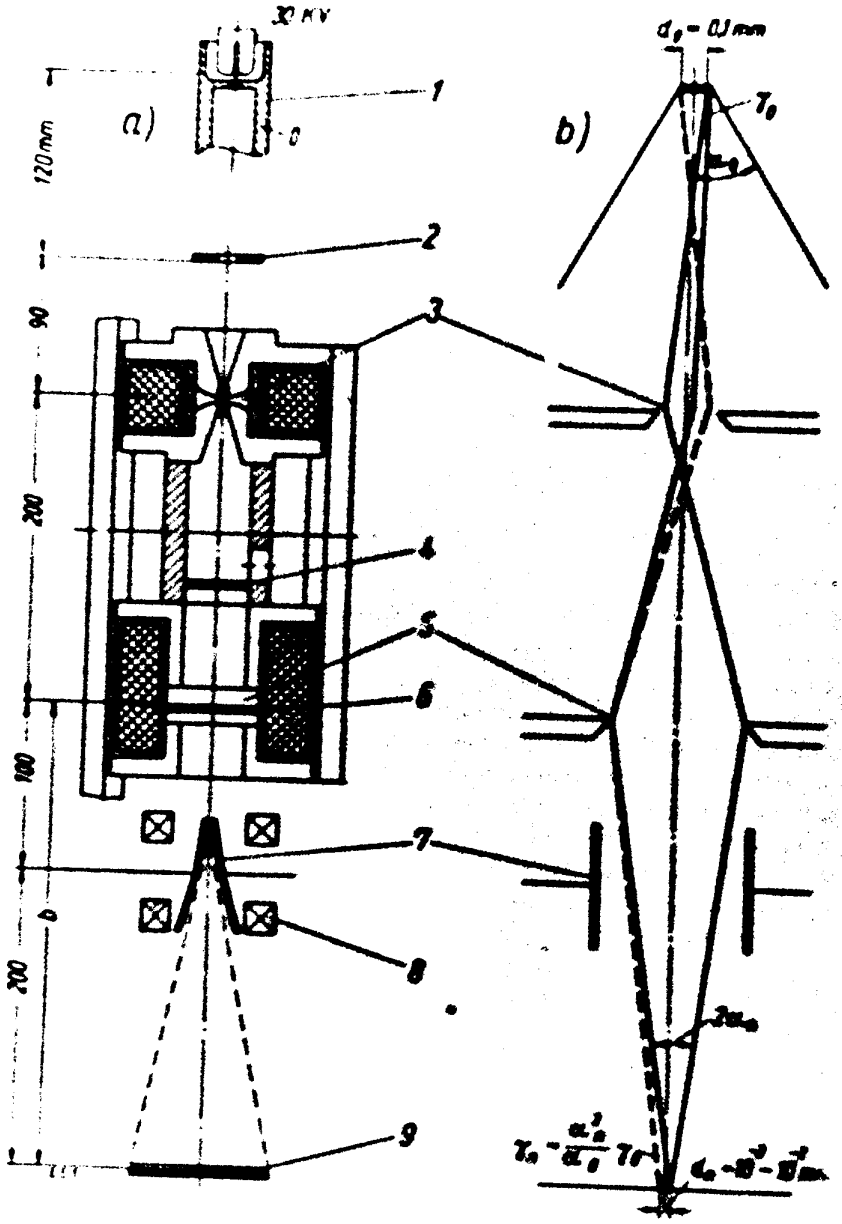


Bild 1 Elektronenoptische Anordnung (a) und Strahlengang (b) des Elektronen-Präzisionsoszillografen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

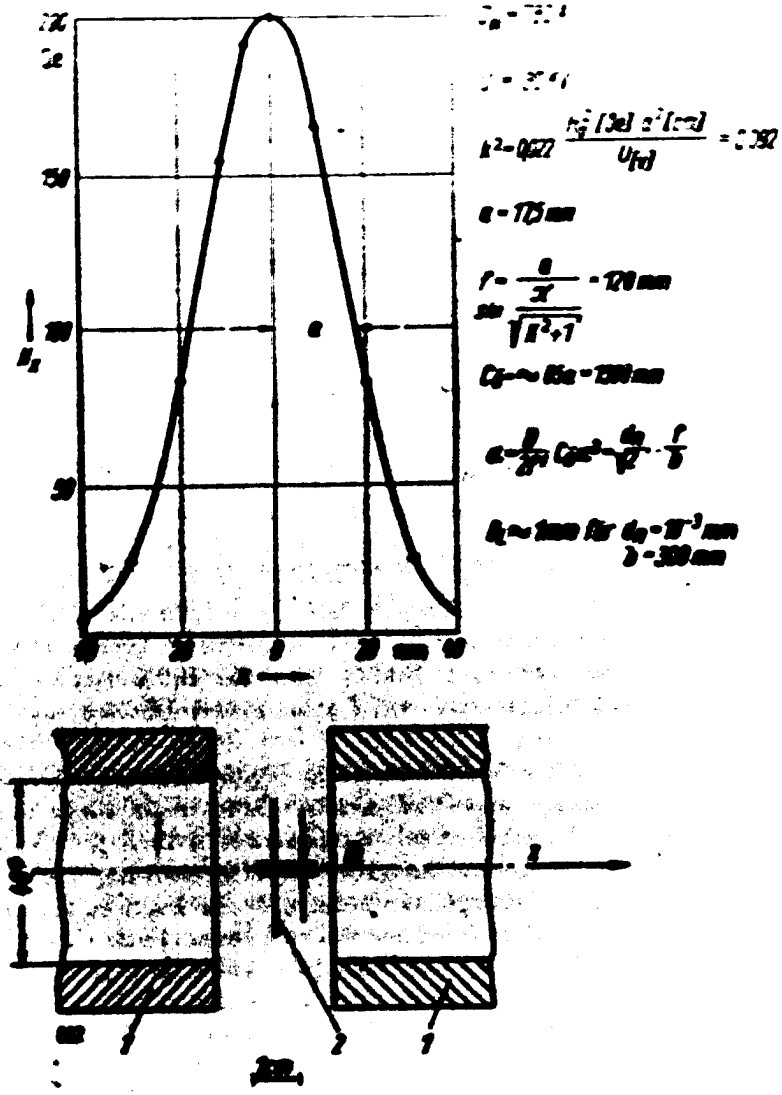


Bild 2. Geometrie (unten), Messung der axialen Magnetfeldstärke H_z und elektronenoptische Daten der Hauptlinse

1 Eisen-Polschuh; 2 durch Ausbohren hochgezogene Platinblende; J_w Durchflutung der Hauptlinse (Amperewindungen); U Strahlspannung; k^2 dimensionsloser Parameter zur Kennzeichnung der Linsenstärke; a halbe Halbwertsbreite des Magnetfeldes; f Hauptlinsen-Brennweite; C_s Öffnungsfehler-Konstante[1]); α reelle Hauptlinsen-Apertur, bezogen auf die Brennweite; D_L Durchmesser der Hauptlinsenblende (Aperturblende), benommen unter Vernachlässigung der Ablenkfehler

[1]) Berechnet nach W. Glaser, Z. f. Physik 117 (1941) S. 300 Gl. (42).

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

ist. H_0 = 203 Oersted und die halbe Halbwertsbreite a = 17,5 mm. Nach *Glaser* [6] beschreibt man die Stärke magnetischer Linsen durch einen dimensionslosen Parameter

$$k^2 = \frac{e}{8m} \cdot \frac{H_0^2 \cdot a^2}{U} = 0{,}022 \frac{H_0^2 \cdot a^2}{U} \quad (1)$$

Dieser Parameter hat für U = 30 kV und das gemessene Magnetfeld, Bild 2 oben, den Wert k = 0,092.

Eine stigmatische Abbildung ergibt sich bekanntlich nur bei sehr starker Abblendung, so daß sich an der Abbildung allein die schwach geneigten und achsennahen Elektronenbahnen beteiligen können. Bei einer größeren Strahlapertur entspricht dem punktförmigen Objekt als Bild ein Scheibchen, dessen Radius der dritten Potenz der Strahlapertur z proportional ist. Diese Erscheinung nennt man den Öffnungsfehler (sphärische Aberration).

Wie in der Lichtoptik wird auch in der Elektronenoptik zur Charakterisierung des Öffnungsfehlers eine Öffnungsfehler-Konstante C_s definiert nach folgendem Ansatz:

$$d_s = C_s \cdot z^3 . \quad (2)$$

Hierin bedeutet:

- d_s mittlerer Durchmesser des durch die sphärische Aberration bedingten Fehler-Scheibchens bei parallelem Strahleinfall,
- z Apertur der fokussierten Elektronenstrahlung (halber Strahlöffnungswinkel).

In der bereits zitierten Arbeit berechnet *Glaser* die Abhängigkeit der Größen $\frac{l}{a}$ und $\frac{C_s}{a}$ von dem Linsenparameter k^2. In unserem Falle ergeben sich für k^2 = 0,092 und a = 17,5 mm die Werte l = 120 mm und C_s = 1500 mm [7].

Für die aus der Geometrie der Hauptlinsenstufe folgende Öffnungsfehlerkonstante C_s = 1500 mm (vgl. auch Bild 2) und die Bildweite b = 300 mm ergibt sich ein Schreibfleckdurchmesser von 1 μ bei einem Durchmesser der Hauptlinsenblende $D_L \approx 1$ mm.

Die für die Stromdichte im Schreibfleck maßgebende bildseitige Strahlapertur z_0 wird bekanntlich bei Fernseh- und Oszillografenröhren nicht durch den Öffnungsfehler der Hauptsammellinse, sondern schon früher durch die Ablenkfehler begrenzt und bestimmt. Um die für unsere Aufgabe zur Kleinhaltung der Ablenkfehler erforderliche Abblendung der Hauptlinse berechnen zu können, müssen wir kurz auf die Theorie der Ablenkfehler eingehen. Bei rein magnetischer Strahlablenkung unterscheidet man nach *Glaser* [8] folgende drei Ablenkfehler: 1. Ablenkkoma; 2. Ablenkastigmatismus; 3. Verzeichnung. Der Verzeichnungsfehler kann in diesem Zusammenhang unberücksichtigt bleiben, da durch ihn die Abbildungsschärfe nicht beeinträchtigt wird. Auch der Fehler durch Ablenkkoma kann unberücksichtigt bleiben, da er wegen der Kleinheit unserer Strahlapertur gegenüber dem Fehler durch Ablenkastigmatismus zu vernachlässigen ist.

Durch den Ablenkastigmatismus entsteht eine elliptische Schreibfleckverzerrung. Es genügt hier, den Wert der großen Hauptachse der Fehlerellipse zu berechnen. Dieser beträgt nach *Glaser*

$$z_0 = \left(L - \frac{l}{2} - \frac{2L^2}{l}\right) \cdot \Theta^2 \approx \frac{2L^2}{l} \cdot z_a \cdot \Theta^2 \quad (3)$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible]

[illegible] Ablenkwinkel im Bogenmaß.

Bei elektrostatischer Ablenkung tritt zusätzlich zu den entsprechenden Fehlern der magnetischen Ablenkung als Hauptfehler ein von *Recknagel* [9] untersuchter Strichfehler auf. Dieser Fehler ergibt sich aus der Zylinderlinsenwirkung des Ablenkkondensators infolge der etwas verschiedenen Geschwindigkeit der das Ablenkfeld durchlaufenden Elektronen. Dieser Hauptfehler bei elektrostatischer Strahlablenkung berechnet sich für den Fall gegenüber dem Strahlpotential symmetrischer Ablenkspannungen nach *Recknagel* zu

$$\delta_y \approx \frac{4L}{l} \cdot z_a \Theta^2 \text{ [mm]}. \tag{4}$$

In diesem Falle bedeutet:

L Ablenkzeigerlänge (Abstand Mitte Ablenkplatten-Schreibebene) in mm,
l Länge des elektrostatischen Ablenkfeldes in mm,
z_a Strahlapertur,
Θ Ablenkwinkel im Bogenmaß.

Die Gln. (3) und (4) lehren, daß es günstig ist, die erforderliche Strahlablenkung mit einem möglichst langen Ablenkfeld zu erzielen, und daß der Hauptfehler der magnetischen Ablenkung bei gleicher Ablenkfeldlänge gerade halb so groß ist wie der Hauptfehler elektrostatischer Ablenkung. Nach diesen Lehren kommt bei dem Oszillografen ein magnetisch-elektrostatisches Ablenksystem zur Anwendung mit relativ großen Ablenkfeldlängen (50 bzw. 70 mm). Das magnetische System dient zur Zeitablenkung (x-Achse) und ist in Richtung der größeren Ausdehnung der 9 · 12-Fotoplatte orientiert. Das elektrostatische System dient zur Meßspannungsablenkung in y-Richtung. — Über die Größe der Ablenkfehler bei drei Werten des Durchmessers D_L der Hauptlinsenblende bringt die Tafel 1 nähere Angaben, und zwar für Fleckauslenkungen in der Schreibebene von ± 20 mm und ± 40 mm. Aus den Zahlenwerten folgt, daß zur Ausnutzung einer 9 · 12-Fotoplatte eine Abblendung der Hauptlinse auf mindestens 0,1 mm notwendig ist. Die im Hinblick auf die Ablenkfehler erforderliche Abblendung führt damit zu einem 10mal kleineren Durchmesser als bei Abblendung unter alleiniger Berücksichtigung des Öffnungsfehlers. Der Öffnungsfehler wird daher vernachlässigbar klein, und die Fleckschärfe in der Mitte der Schreibfläche ist im wesentlichen nur durch das Verkleinerungsverhältnis bestimmt.

Die unten besprochenen experimentellen Ergebnisse wurden mit einer Abblendung auf $D_L = 0{,}1$ mm erzielt. Bei dieser Abblendung und der Bildweite $b = 300$ mm beträgt die bildseitige Strahlapertur $z_a = 1{,}6 \cdot 10^{-4}$.

1.3 Intensitätsverhältnisse und Schreibgeschwindigkeit

Für die Berechnung der Schreibgeschwindigkeit des Oszillografen ist es notwendig, die Elektronenstromdichte im Elektronenschreibfleck j_s zu kennen. Mit

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Tafel 1 Zur Größe der Ablenkfehler

	Elektrostatische Ablenkung in y-Richtung	Magnetische Ablenkung in x-Richtung
Fotoplattenformat des Elektronen-Präzisions-Zeilenrafers: 9 cm (y) · 12 cm (x)	Hauptablenkfehler: Strichfehler durch Zylinderlinsenwirkung des Ablenkkondensators $\delta = \frac{4L^3}{l} \cdot \alpha_0 \cdot \Theta^2$ [mm] [16]	Hauptablenkfehler: Ablenkastigmatismus (große Achse der Fehlerellipse) $\delta = \frac{2L'^3}{l} \cdot \alpha_0 \cdot \Theta^2$ [mm] [17]
Ausgenutzte Schreibfläche: 8 cm · 10 cm = 80 cm²	L = Ablenkzeigerlänge = 200 mm l = Ablenkfeldlänge = 50 mm α_0 = Strahlapertur Θ = Ablenkwinkel im Bogenmaß $A_e = \Theta \cdot L$ = Fleckauslenkung	L' = Ablenkzeigerlänge = 190 mm (Abstand Ablenkfeldende — Schreibebene) l = Ablenkfeldlänge = 70 mm α_0 = Strahlapertur Θ = Ablenkwinkel im Bogenmaß A_e = Fleckauslenkung

Durchmesser der Hauptlinsenblende	Strahlapertur	$\delta_{(x)}$		$\delta_{(y)}$	
D_L [1])	α_0	$A_e = \pm 20$ mm	$A_e = \pm 40$ mm	$A_e = \pm 20$ mm	$A_e = \pm 40$ mm
0,3 mm	$5 \cdot 10^{-4}$	11,4	45	7,2	28,8
0,1 mm	$1{,}8 \cdot 10^{-4}$	3,6	14,4	2,3	9,2
0,03 mm	$5 \cdot 10^{-5}$	1,14	4,5	0,72	2,88

[1]) Bildweite = Tote Strecke + Ablenkzeigerlänge = 300 mm

den Bezeichnungen (Bild 1, b) ergibt sich für die Stromdichte im Schreibfleck der Ausdruck

$$j_s = \left(\frac{\alpha_0}{\gamma_0}\right)^2 \cdot j_0 \qquad (5)$$

Diese Beziehung erhält man leicht, wenn man berücksichtigt, daß der zu den Aperturwinkeln gehörende Raumwinkel die Größe $4\pi \sin^2 \frac{\gamma}{2} \approx \pi \gamma^2$ besitzt. Führt man nun [wie Gl. (3)] für den Elektronenstrahler den Richtstrahlwert

$$B = \frac{j_0}{\gamma_0^2} \qquad (6)$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] $K = 1{,}4 \cdot 10^{4}$ A [illegible]

[illegible] Hauptlinse z_a beträgt für Abbildung auf 0,1 mm [illegible]

[illegible] Elektronenstromdichte im Schreibfleck $j_a \approx 10^{3}$ A [illegible]

[illegible] schwindigkeit eines Oszillografen mit der Ausdruck

$$v = \frac{d_a}{q} \cdot j_a \qquad (8)$$

Hierin ist q jene Ladungsdichte, die eine bestimmte für erforderlich gehaltene Plattenschwarzung S bei der benutzten Voltgeschwindigkeit der Elektronen ergibt. Bild 3 zeigt die Abhängigkeit der fotografischen Schreibgeschwindigkeit von der die Schwärzung $S = 0{,}5$ erzeugenden Ladungsdichte q für verschiedenen Fleckdurchmesser d_a. Dieser Darstellung liegen folgende weitere Annahmen zugrunde:

1. Scharfe Abbildung des Cross-over-Querschnittes in der Fotoplattenebene,
2. elektronenoptische Gesamtverkleinerung $\frac{d_a}{d_0}$,
3. gleichbleibende Abblendung der Hauptlinse auf $D = 0{,}1$ mm bei der oben angegebenen Geometrie.

Wegen der Abhängigkeit des Auflösungsvermögens fotografischer Schichten vom Elektronendichtekontrast wird der Darstellung Bild 3 der relativ hohe Schwärzungswert $S = 0{,}5$ zugrunde gelegt.

Die in die Darstellung eingetragenen Werte für diejenige Ladungsdichte q, die bei einer Strahlspannung von 20 kV gerade die Schwärzung $S = 0{,}5$ ergeben, wurden nach einer Untersuchung von *B. von Borries* [12] und nach eigenen Beobachtungen [13] an Schreibspuren von Elektronenstrahlen extrapoliert. (Letztere deuten darauf hin, daß sich Schreibspuren erzeugen lassen, deren Halbwertsbreiten merklich kleiner sind als das aus der Trennung von benachbarten Bildpunkten bestimmte Auflösungsvermögen.)

Die besprochene Abschätzung läßt erkennen, daß für einen Schreibfleckdurchmesser von z. B. 2 μ und diesem Durchmesser angepaßten (relativ unempfindlichen) fotografischen Material (β in Bild 2) nur Schreibgeschwindigkeiten der absoluten Größe 1 m/s zu erwarten wären. Zum letzteren möge man sich vergegenwärtigen, daß zum Beispiel einer Schreibgeschwindigkeit von 1 m/s bei einem Schreibfleck von 2 μ, wenn man die Schreibgeschwindigkeit auf den Fleckdurchmesser üblicher Hochspannungs-Oszillografen von 1 mm bezieht, eine relative Schreibgeschwindigkeit von 500 m/s entspricht. Im Abschnitt 4.4 wird jedoch an Hand von experimentell erhaltenen Präzisionsoszillogrammen gezeigt werden, daß die erzielbaren Schreibgeschwindigkeiten merklich höher liegen. Der Grund hierfür liegt in der schon erwähnten Kleinheit der erzielbaren Schreibstrich-Halbwertsbreite gegenüber dem aus der Bildpunkttrennung bestimmten Fotoschicht-Auflösungsvermögen. Wir werden sehen, daß die auf 1 mm Fleckdurchmesser bezogene

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

... Schwingungszahl den Wert 40 km s erreicht. Das ist ein Wert, der ... für die meisten Untersuchungen im Gebiet hoher Frequenzen ausreicht.

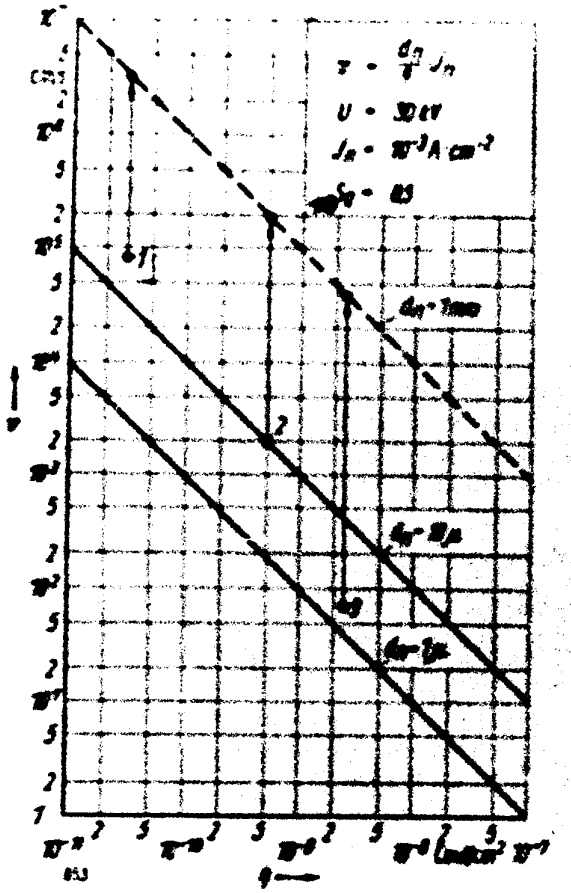


Bild 3. Die fotografische Schreibgeschwindigkeit v in Abhängigkeit von der die Schwärzung $S = 0{,}5$ erzeugenden Ladungsdichte q für verschiedene Fleckdurchmesser d_n

$\left(\text{Elektronenoptische Gesamtverkleinerung } \frac{d_n}{d_0}\right)$

... nach Art der Platte Agfa K 17; 2 Fotoschicht nach Art der Platte Agfa spektral blau ... 3 selbstentwickelte Fotoschicht nach Art der Schicht 2, jedoch schwächlicher auf ½ ... Minderung der Strichverbreiterung durch räumliche Elektronentrennung in der Schicht. ... d_n = 1 mm entspricht der auf 1 mm Schreibfleckdurchmesser bezogenen Schreibgeschwindigkeit normaler Horizontalzeitablenkung

... Metol-Hydrochinon, 1 : 5, 18° C, 15 min.

3. Praktische Ausführung

3.1 Die Gesamtkonstruktion

Die Gesamtkonstruktion des Elektronen-Präzisionszeitlografen geht aus dem ... Vertikalschnitt Bild 4 hervor[5]). Diese Zeichnung ist mit ... Kommentar versehen, daß der Verfasser sich im folgenden

... wird z. Z. durch ein Dresdner

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

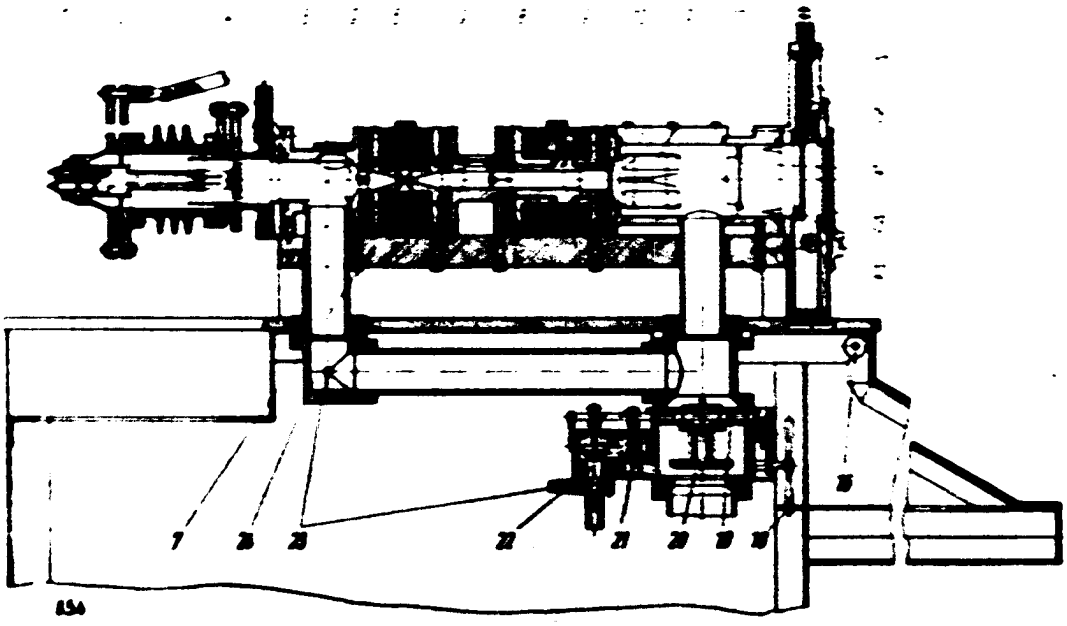


Bild 4. Vertikalschnitt durch den Präzisions-Elektronenstrahloszillografen

1 Justierung des Systemes Wehnelt-Zylinder-Katode gegen Anode (Zentrierung Elektronenstrahler); *2* Elektronenstrahler; *3* Kippung und Parallelverschiebung des Strahlersystems gegen die optische Achse des Oszillografen (Zentrierung des Strahlungsganges); *4* Hilfsleuchtschirm zur Justierung des Elektronenstrahlers; *5* Einblick zum Hilfsleuchtschirm; *6* magnetische Verkleinerungslinse; *7* eiserne Montageplatte der elektronenoptischen Bank; *8* Einblickfenster und Hilfsleuchtschirm zur Kontrolle der Zentrierung der Verkleinerungslinse und zur Kontrolle des Verkleinerungsmaßstabes; *9* zentrierende Hochvakuum-Gummidichtung; *10* magnetische Hauptlinse; *11* seitlich auswechselbares Meß-Ablenksystem; *12* mit dem Kassettenschlitten starr verbundener Doppelleuchtschirm. Oszillogrammbetrachtung vor und nach der Aufnahme mit in der Mitte angebrachtem kleinem (1·1 cm) Spezialschirm zur Herstellung bester Fleckschärfe (Schirm von 3 μ Auflösungsvermögen); *13* Fenster zur Betrachtung der Leuchtschirme (Spezialschirmbetrachtung mit Lichtmikroskop); *14* Belichtungsklappe; *15* Kassettenschleuse mit geringem Restvolumen; *16* Antrieb des Kassettenschlittens; *17* Schleusenplatte; *18* Antrieb der Pumpenventil-Einheit; *19* Nockenwelle; *20* Hauptvakuumventil; *21* Vorvakuumventil für den Rezipienten; *22* Vorvakuumventil für die Öldiffusionspumpe; *23* Vakuummeßstutzen; *24* Evakuierungsleitung zum Raum des Elektronenstrahlers

trierenden eisernen Montageplatte. Durch eine spezielle Form der Gummidichtungen können die einzelnen Einheiten und Linsen nach Demontage der symmetrisch zur Grundplatte vorgesehenen äußeren Deckplatte seitlich herausgenommen werden, so daß eine Art elektronenoptische Bank gegeben ist. Die eiserne Grundplatte und die eiserne Deckplatte ergeben zugleich den magnetischen Außenschluß der Linsen. Die seitliche Auswechselbarkeit wird außer durch die schon erwähnten Spezialdichtungen durch die streng horizontale Bauweise des Oszillografensystems ermöglicht.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

3.2 *Das Ablenksystem*

Geometrie und mechanische Ausführung des Ablenksystemes sind aus Bild 6 ersichtlich. Die ganze Ablenkeinheit ist an einem einzigen Flansch befestigt und kann daher bequem (seitlich) aus dem Gerät herausgenommen werden. — Zur Ablenkung in Ordinatenrichtung dienen zwei 70 mm lange Ablenkplatten, deren Abstand auf der Strahleintrittseite 3 mm und deren mittlerer Abstand 6 mm beträgt. Da der Strahldurchmesser im Ablenkraum nur 0,08 mm aufweist, könnte man allerdings unter Verzicht auf größere Ablenkwinkel den mittleren Plattenabstand auf z. B. 0,6 mm reduzieren. In diesem Sonderfall würden die in der Tafel 2 (Abschnitt D) für die Empfindlichkeiten der elektrostatischen Ablenk-

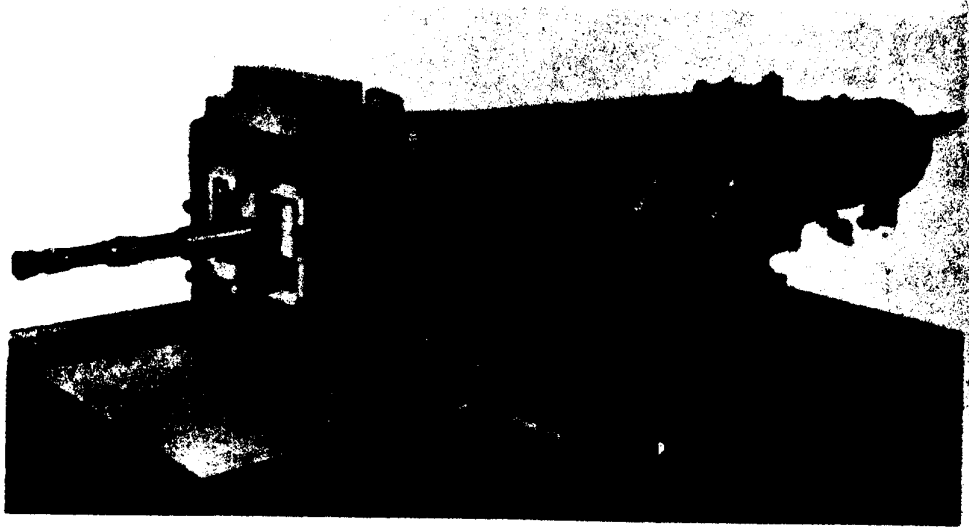


Bild 5. Seitenansicht des Präzisions-Elektronenstrahloszillografen im unverkleideten Zustand (Versuchsmodell 1)

genannten Werte noch um den Faktor 10 günstiger werden. — Zur Ablenkung in Abszissenrichtung sind zwei auf einen Kern von 40 · 40 mm aufgewickelte Luftspulen mit je 12500 Wdg. und je 5000 Ω Widerstand vorgesehen.

3.3 *Kamera und Evakuierungssystem*

Die Frontansicht der Kamera mit dem Durchsicht-Leuchtschirm bringt Bild 7. Mit der beweglichen Kassetteneinheit starr verbunden ist ein ZnS-CdS-Durchsicht-Vakuumaufdampf-Leuchtschirm. In der Mitte dieses Schirmes ist eine 1 cm² große Fläche ausgespart, in der ein transparenter Spezialleuchtschirm eingesetzt ist, dessen Auflösungsvermögen 3 μ beträgt. Hinsichtlich Auflösungsvermögen und Lichtausbeute entspricht dieser nach einem Spezialverfahren hergestellte Schirm etwa dem vom Verfasser für die Zwecke der Durchsicht-Übermikroskopie angewendeten Einkristall-Leuchtschirm [14].

Die Evakuierung erfolgt durch eine Standard-Öldiffusionspumpe (Typ mit [illegible] Saugvermögen), wobei zwischen Elektronenoptik und Vorvakuumschalter [illegible] Dampfsperre und Verschluß geschaltet sind. Diese die Be-

Bild 6.

1 Ablenkpl. z-Richtung

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

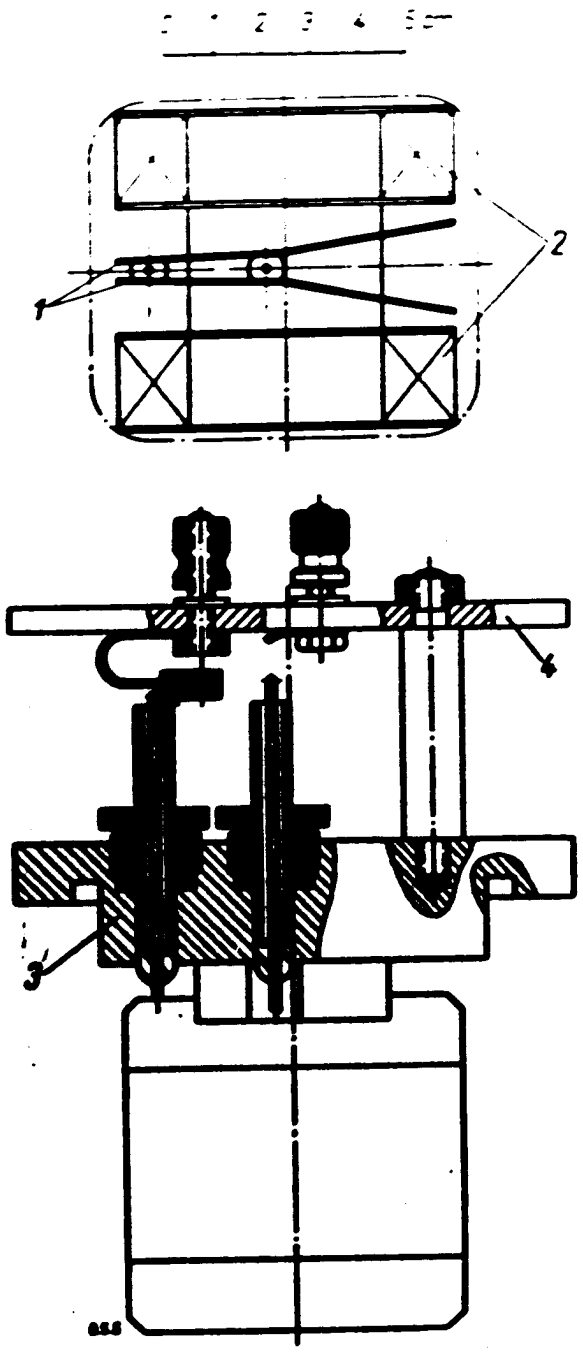


Bild 6. Vertikalschnitt (oben) und Horizontalschnitt (unten) durch das seitlich auswechselbare Ablenksystem

1 Ablenkplatten zur Strahlablenkung in *y*-Richtung; *2* Ablenkspulen zur Strahlablenkung in *z*-Richtung (je 12500 W, Cu-Draht 0,1 mm, je 5000 Ω); *3* Trägerplatte mit Durchführungen; *4* Anschlußplatte

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Tafel 2 Zur Größe der Ablenkempfindlichkeiten

	Elektrostatische Ablenkung in y-Richtung		Magnetische Ablenkung in x-Richtung	
	Ablenkempfindlichkeit $\frac{A}{U_p} = \frac{l \cdot L}{2\delta \cdot U_B} \left[\frac{\text{mm}}{\text{V}}\right]$		Ablenkempfindlichkeit $\frac{A}{J} = \frac{0{,}24\ W \cdot k \cdot r \cdot L'}{b^2 \cdot \sqrt{U_B}} \left[\frac{\text{mm}}{\text{A}}\right]$	
	A = Fleckauslenkung U_p = Ablenkspannung l = Ablenkplattenlänge = 70 mm L = Ablenkzentrum = 200 mm δ = Mittl. Ablenkpl. Abstand = 6 mm U_B = Strahlspannung = 3 · 10⁴ V d_a = Schreibfleckdurchmesser		A = Fleckauslenkung J = Ablenkspulenstrom W = Querschnittsfaktor = 2,5 · 10⁻⁶ m k = Abl. Spulenkonstante = 70 mm r = Abl. Spulenradius = 70 mm L' = Abl. Spulenzentrum = 200 mm b = Abl. Spulenbreite = 70 mm U_B = Strahlspannung = 3 · 10⁴ V	
	d_a	$\frac{A}{U_p \cdot d_a}$	$\frac{A}{U_p}$	$\frac{A}{J \cdot d_a}$	$\frac{A}{J}$
	μ	V^{-1}	$mm \cdot V^{-1}$	mA^{-1}	$mm \cdot mA^{-1}$
Elektronen-Präz.-Oszillograf	2	20	$4 \cdot 10^{-2}$	2200	4,4
U_B = 30 kV	10	4	$4 \cdot 10^{-2}$	440	4,4
Elektronenstrahlröhre DG 7-1 Typ 2458 U_B = 4 kV	500	0,58	$29 \cdot 10^{-2}$		

... wesentlich vereinfachende Einheit ist auf Bild 7 unterhalb der ...

... Vertikalschnitt Bild 4 hervorgeht, ist die Diffusionspumpe über ... Querschnitt mit der Hauptgasquelle, dem Kamera-

• ...) Mit Nachbeschleunigung!

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Bild 7. Blick auf die Kameraseite

(Großer Leuchtschirm für die visuelle Oszillogrammbeobachtung, in der Mitte eingesetzter kleiner transparenter Spezialleuchtschirm für 3 μ Auflösungsvermögen zur Scharfstellung und Fotokassettenschluß)
Unten die Ventileinheit für Haupt- und Vorevakuierung

4. Ergebnisse

4.1 Zentrierung und Einstellung auf gute Fleckschärfe

Für den oben besprochenen Strahlengang und auch für die Abschätzungen über Fleckgröße und Fleckintensität ist eine völlig axial-symmetrische Bauweise des gesamten optischen Systemes und eine einwandfreie Justierung der Elektronenstrahlachse gegenüber der Achse des optischen Systems Voraussetzung. Erst die Erfüllung dieser Voraussetzung gibt die gewünschten feinen und runden Elektronenflecke. Sie ist daher die wichtigste Aufgabe bei der Inbetriebnahme des Instrumentes.

Zur Vornahme der Zentrierung des Strahlenganges sind verschiedene Verstellmöglichkeiten am Instrument vorgesehen:

a) Eine Verstellung des Wehnelt-Zylinder-Katodensystems, durch die die Strahlachse auf die Mitte des Leuchtschirmes (2 in Bild 1) und damit auf die Mitte der magnetischen Verkleinerungslinse ausgerichtet wird. Diese Ausrichtung erfolgt unter Hochspannung durch Betätigung von zwei rechts und links neben der Kamera befindlichen Verstellgriffen;

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] Verstellungen, durch die die Lage des Elektronenstrahles in der Ebene senkrecht zur optischen Achse gegenüber dieser Achse etwa um ± 5 mm [illegible] werden kann (Parallelverschiebung bzw. Verkantung des Elektronenstrahles).

Die Zentrierung sowie die Axialsymmetrie der Verkleinerungslinse kann mit Hilfe des zwischen den beiden Linsen einschiebbaren Hilfsleuchtschirmes (d [illegible] Bild kontrolliert werden (Konzentrische Lage der Leuchtkreisflächen bei [illegible] angelegter Durchflutung).

Die Einstellung auf beste Fleckschärfe erfolgt nach Einstellung der berechneten Durchflutung der Verkleinerungslinse zweckmäßig nicht am ruhenden, sondern am bewegten Fleck.

Hierzu empfiehlt es sich beispielsweise, an die beiden Ablenkplattenpaare schwache und phasenverschobene 50 Periodenspannungen anzulegen, so daß auf dem kleinen Leuchtschirm hoher Auflösung im Gesichtsfeld des Mikroskopes eine Kreisfigur entsteht. Nunmehr ist der Feinabgleich der Hauptlinsenströme so vorzunehmen, bis sich (bei bester Scharfstellung des Lichtmikroskopes) die geringste Schreibstrichdicke ergibt.

Der in der Mittelzone der Schreibfläche erzielte Elektronenfleck von 1 ... 2 [illegible] Durchmesser bei einer Strahllänge von 300 mm wurde auch schließlich dadurch gelungen war, elektrostatische Feldstörungen [illegible] Aufladungserscheinungen am Blendenrand [illegible] vergegenwärtigen, daß schon Strahlablenkungen von 1 : 10⁶ und weniger Fleckverzerrungen ergeben. Die Ausschaltung der Feldstörungen gelang [illegible] nach einem einfachen Verfahren hochgradig [illegible]

4.2 Die Ablenkempfindlichkeit

Einen Überblick über die Größe der Ablenkempfindlichkeiten in x- und y-Richtung gibt Tafel 2. Zum Vergleich der elektrostatischen Ablenkempfindlichkeit ist in dieser Tafel ein handelsüblicher Elektronenstrahl-Oszillograf mit angegeben, dessen Empfindlichkeitsdaten durch kleinere Anodenspannung und durch Anwendung von Nachbeschleunigung günstig liegen. Betrachtet man nicht die absolute Empfindlichkeit, sondern die auf den Fleckdurchmesser bezogene Ablenkempfindlichkeit, so zeigt sich, daß der Präzisionsoszillograf ($d_s = 2\ \mu$) dem zum Vergleich herangezogenen Modell trotz des noch relativ großen mittleren Ablenkplattenabstandes (siehe oben Abschnitt B. 2) schon im Verhältnis 25 : 1 überlegen ist. Bei Beschränkung auf kleine Ablenkwinkel (Beschränkung auf etwa 1 cm Höhe der Schreibfläche) ließe sich diese Überlegenheit noch um eine Größenordnung, also auf etwa 350 : 1, steigern.

4.3 Messung des praktisch erzielten Schreibfleckdurchmessers

Zur Messung des praktisch erzielten Schreibfleckdurchmessers wurden Oszillogramme auf selbstgefertigten praktisch kornlosen und dünnschichtigen Lippmann-Emulsionen hergestellt und in einem Meßmikroskop hoher Vergrößerung ausgewertet. Damit hierbei ein einwandfreies Resultat erzielt wird, müssen bei der Oszillogrammaufnahme zwei Bedingungen gleichzeitig erfüllt sein, nämlich beste Fokussierung und nicht zu hohe Plattenschwärzung (etwa $S = 0{,}5$). Um die gleichzeitige Erfüllung dieser beiden Bedingungen bei jeder Testaufnahme sicherzustellen, wurde der Erregung der Hauptlinse ein schwacher Wechselstrom überlagert und

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] S ≈ 0,5 [illegible] schwarzen Schreibspur ein Drittel Skalenteil [illegible] Aufnahme hineinprojizierten Okularmikrometerskala. Da auf Grund der [illegible] geführten Eichung am Objektmikrometer 1,6 Skalenteil einer Skala [illegible] entsprechen, ergibt sich somit ein praktisch erzielter Durchmesser des Elektronenschreibfleckes von $d = 1{,}9\,\mu$.

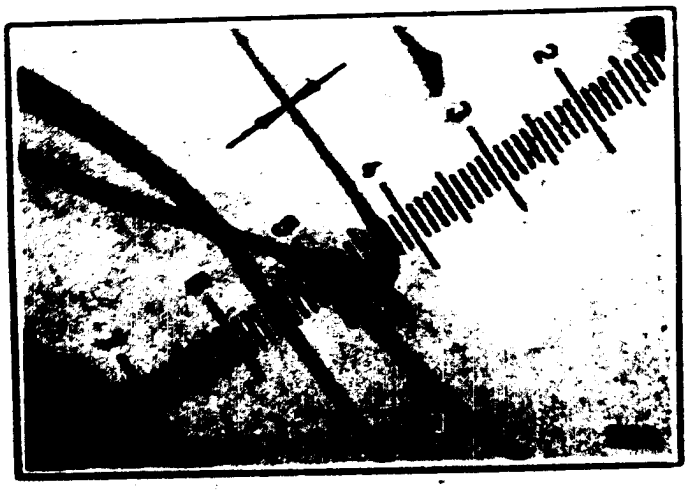


Bild 8. Hochvergrößerte Mikroaufnahme der Schreibspur auf einer praktisch kornlosen, dünnschichtigen Lippmann-Emulsion

Hauptlinienaufnahme mit 50 Hz pendelnd. Kleinster Durchmesser des Elektronen-Schreibfleckes $d_{el} \approx 2\,\mu$.*)

4.4 Erzielte Präzisionsoszillogramme

Die Sekundärspannung eines mit 50 Perioden gespeisten Transformators wurde oszillografiert. Gleichzeitig wurde durch Parallelschaltung einer Luftfunkenstrecke zur Sekundärwicklung pro Halbperiode je ein (durch einen Vorschaltwiderstand strombegrenzter) Funkenüberschlag erzielt. Der durch den Funkenüberschlag herbeigeführte Spannungsrückgang blieb in normalen Oszillografen wegen seiner Kleinheit und wegen der kurzen Zeitdauer unsichtbar. Erst im Präzisionsoszillogramm des neuen Oszillografen wird, wie die stark vergrößerten Oszillogrammausschnitte demonstrieren (Bild 9), der Spannungsrückgang deutlich sichtbar. Bereits mit einem einzigen fast 20 Wellenzüge umfassenden Oszillogramm (40 Funkenüberschläge) konnte eine Statistik über die Streuung der Durchschlagspannung der betreffenden Funkenstrecke gegeben werden.

An der in Bild 9 durch *1* gekennzeichneten Stelle des steilen Spannungsanstieges nach dem Durchbruch der Funkenstrecke ergibt sich in Übereinstimmung mit dem in Absatz 4.3 dieses Abschnittes gebrachten Ergebnis eine Schreibstrichstärke

*) 1,6 Skalenteile des mit aufgenommenen Okularmikrometers entsprechen 10 μ. Kleinste Schreibstrichbreite $^1/_8$ Skalenteil.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

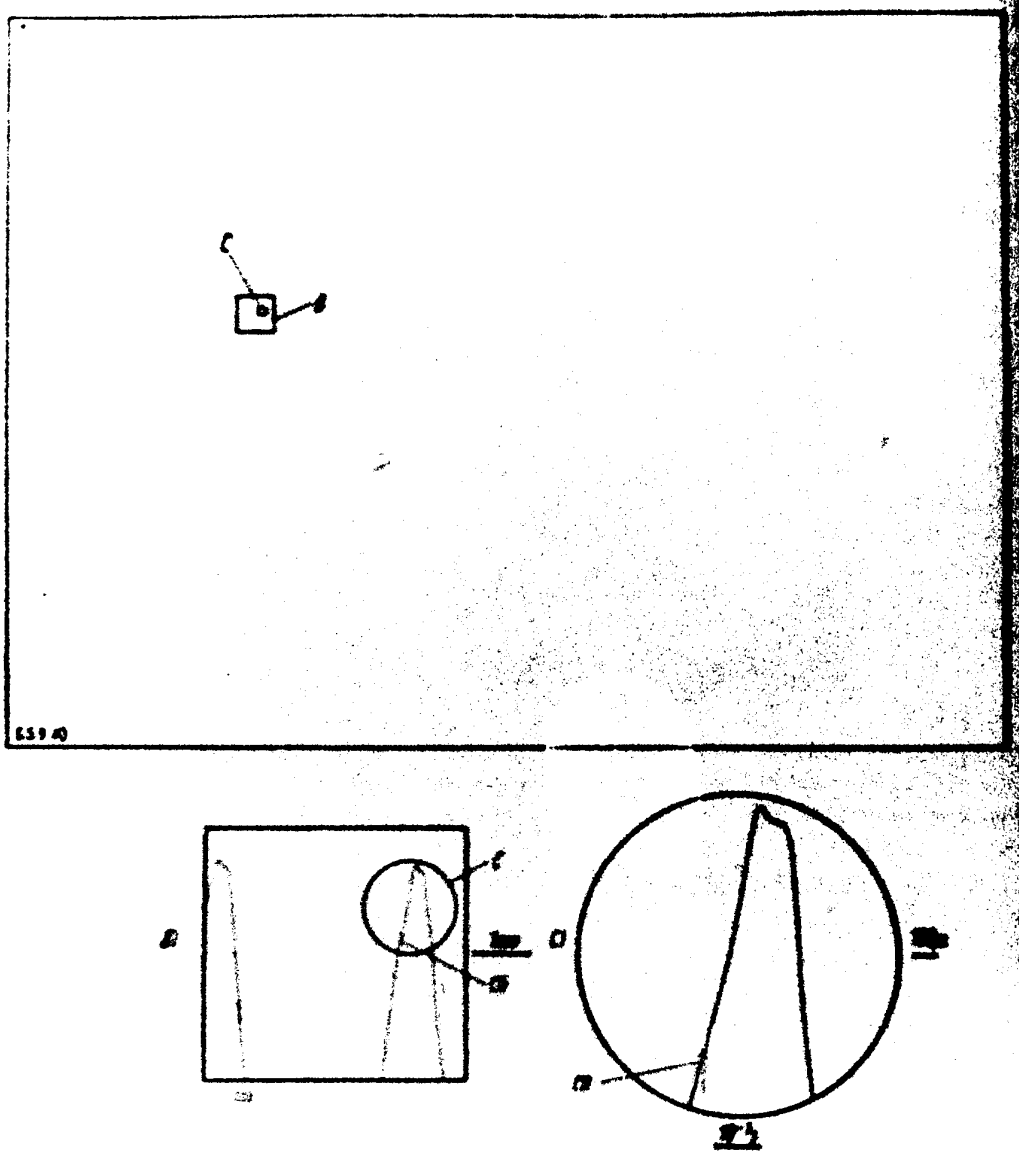


Bild 3. Präzisionsoszillogramm einer 50-Hz-Schwingung mit in normalen Oszillo-
gramm nicht erkennbarem Spannungsrückgang (1) durch einen Funkenüberschlag

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

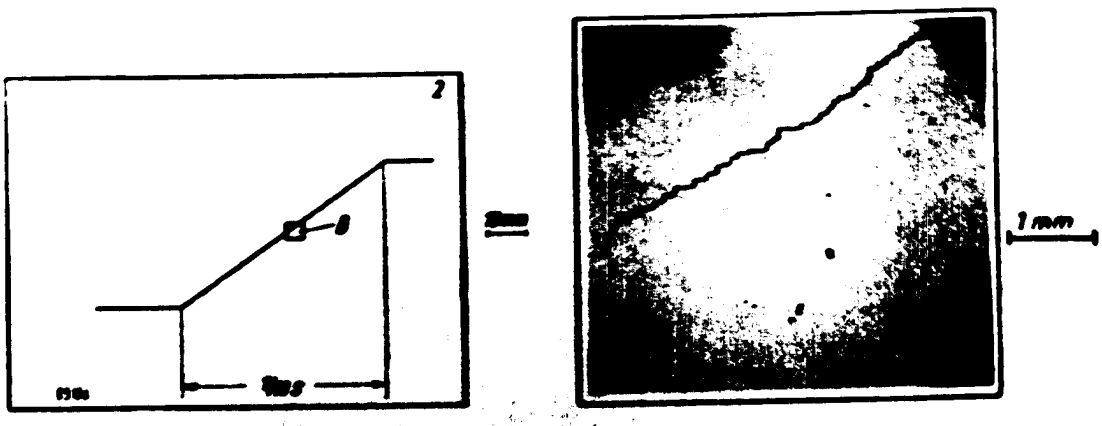


Bild 10. Präzisionsoszillogramm des Spannungsanstieges bei Betätigung eines hochohmigen Feindrahtpotentiometers (~ 1000 Windungen)

Die in normalen Oszillogrammen nicht erkennbaren Spannungssprünge beim Übergang zwischen den einzelnen Drahtwindungen werden sichtbar. Eine Statistik über die Größenverteilung der Spannungssprünge könnte leicht aus der Aufnahme gewonnen werden.

A. Fläche der 9 × 12 cm²-Fotoplatte mit einzelnen, noch mit unbewaffnetem Auge kaum

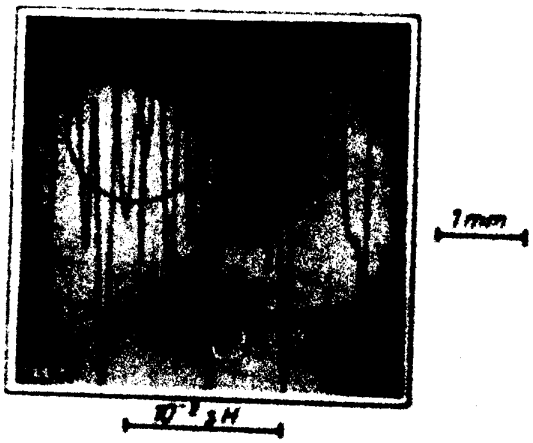
B. 15fach vergrößerte Ausschnitte

In dem hoch vergrößerten Ausschnitt B ist erfolgt an der mit *1* gekennzeichneten Stelle der steile Spannungsanstieg in einer Zeit von $5 \cdot 10^{-6}$ s. Dabei durchläuft der Schreibfleck auf der Fotoschicht einen Weg von 0,02 cm. Die erzielte Schreibstrichschwärzung ist dabei $S = 0{,}5$. Aus vorstehenden Daten ergibt sich eine absolute Größe der Schreibgeschwindigkeit bei 2 μ Schreibfleckdurchmesser von 400 cm/s. Die auf 1 mm Schreibfleckdurchmesser reduzierte Schreibgeschwindigkeit beträgt das 500fache, also $2 \cdot 10^5$ cm/s. Dieses Ergebnis entspricht dem Wert, den man für die Fotoschicht nach Art der Schicht *2* in Bild 3 theoretisch erwarten kann.

Ein Beispiel aus dem täglichen Leben stellt das Präzisionsoszillogramm Bild 10 dar. Hier wurde der Spannungsanstieg bei Betätigung eines Feindraht-Potentiometers mit etwa 1000 Wdg. aufgenommen. Deutlich sind die in normalen Oszillografen nicht wahrnehmbaren Spannungssprünge beim Übergang zwischen den einzelnen Drahtwindungen sichtbar. Eine Statistik über die Größenverteilung der Spannungssprünge könnte leicht aus der Aufnahme gewonnen werden.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3



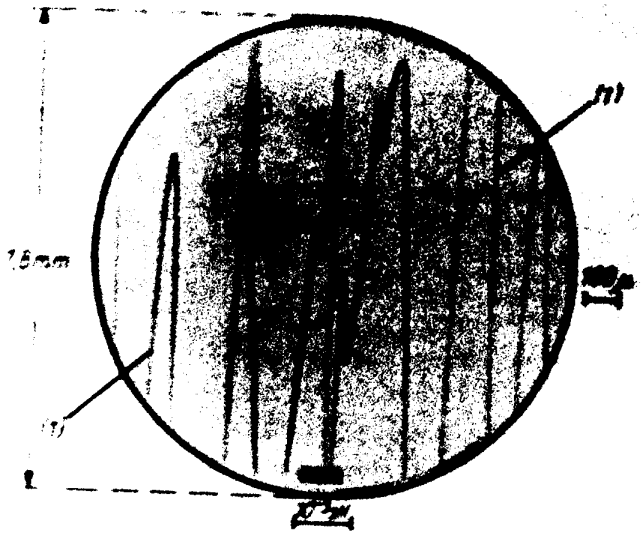


Bild 11. Hochvergrößerte Ausschnitte aus einem Präzisionsoszillogramm von Musikschwingungen am Ausgang eines Radioempfängers

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

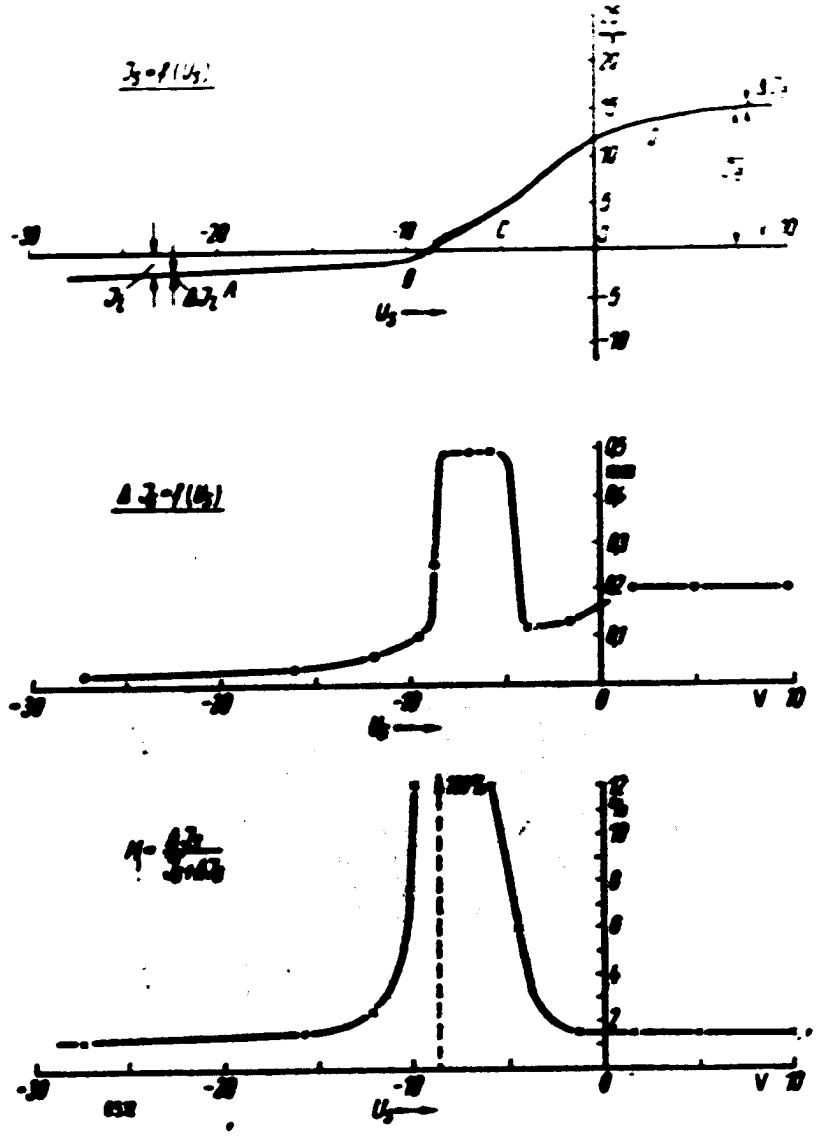
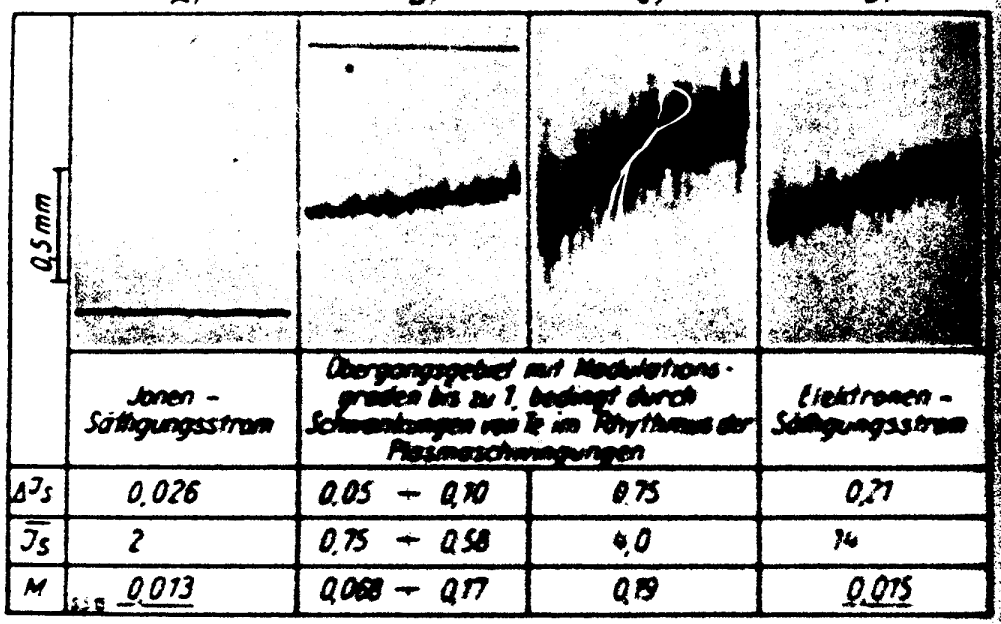


Bild 12. Messung der Sondencharakteristik einer Niedervolt-Niederdruck-Gasentladung mit Glühkathode

Zur besseren Erkennbarkeit ist die Feinstruktur mit vergrößerter Amplitude gezeichnet. Unter der Sondencharakteristik ist der durch Plasmaschwingungen verursachte maximale Schwingungsbereich ΔJ_0 des Sondenstromes nach mikroskopischen Messungen eingezeichnet und noch weiter unten der aus diesen Messungen abgeleitete Modulationsgrad M des Sondenstromes durch Plasmaschwingungen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3



	A)	B)	C)	D)
	Ionen-Sättigungsstrom	Übergangsgebiet mit Modulationsgraden bis zu 1, bedingt durch Schwankungen wie sie im Rhythmus der Plasmaschwingungen		Elektronen-Sättigungsstrom
ΔJ_s	0,026	0,05 – 0,10	0,75	0,21
$\bar{J}_s$	2	0,75 – 0,58	4,0	14
M	0,013	0,068 – 0,17	0,19	0,015

Bild 13. Mikrofotografische Ausschnitte aus der Originalaufnahme der präzisions-oszillografischen Sondencharakteristik

Die Ausschnitte *A – D* sind an den in Bild 12 gleichbezeichnet gekennzeichneten Stellen der Charakteristik gewonnen

mit einem Ausschlag von ± 0,6 cm vor. Die Schreibstrichschwärzung ist dabei gerade an der unteren Grenze der Erkennbarkeit. Diesen Daten entspricht eine absolute Größe der maximalen Schreibgeschwindigkeit von $8 \cdot 10^6$ cm/s. Auch bei diesem Oszillogramm beträgt in den Bereichen geringster Schwärzung die Schreibstrichbreite nur 2 µm, so daß wir die absolute Schreibgeschwindigkeit wieder mit [illegible] multiplizieren haben, um die auf 1 mm Bildbreite bezogene Schreibgeschwindigkeit zu erhalten. Als reduzierte Schreibgeschwindigkeit ergibt sich somit der Wert $4 \cdot 10^6$ cm/s. Daß diese beiden Zahlenwerte [illegible] Bild 13 für die Schwärzung 2 gehaltenen Werte, [illegible] über

1.5 *Erweiterung [illegible] Plasmaeigenschaften*

Ein für die [illegible] einer Langmuir-Sondencharakteristik eine Feinstruktur wird und wichtige Charakteristik erhaltene Charakteristik Feinstruktur [illegible] unten kann man zum Mittelwert [illegible] Schwingungen [illegible] Schwingungszustand [illegible] bei dem unter [illegible] geleitet aus der Sättigungsstromcharakteristik (Ionensättigungsgebiet beträgt und C), läßt sich im Rhythmus der Schwingungen den Schwankungen erwähnt, da [illegible] lationsgrade [illegible] Glühkatode [illegible] deutung der [illegible] die Aufzeichnung [illegible] die neuere [illegible] scheidender [illegible] laxationsmethode Grad der [illegible]

1.6 *Die [illegible] Methode*

Eine in [illegible] Verfahren [illegible] präzisions- [illegible] das [illegible] Verfahren [illegible] oszillografie [illegible] präzisions- [illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] wichtige Rückschlüsse auf den Plasma[illegible]zustand [illegible] Charakteristik, mikrofotografische Ausschnitte aus ihr mit der erwähnten Feinstruktur sowie die Auswertung bringen die Bilder 12 und 13. Gemäß Bild 13 unten kann man aus dem Verhältnis der Schwingungsbreite des Sondenstromes ΔJ_s zum Mittelwert des Sondenstromes $\overline{J_s}$ eine Art Modulationsgrad M durch Plasmaschwingungen definieren und die Größe M dazu benutzen, um den Plasmaschwingungszustand zu kennzeichnen. Nach Bild 13 unten hat dieser Modulationsgrad bei dem untersuchten Plasma etwa den Wert $M = 0{,}015$, und zwar sowohl abgeleitet aus der Messung im positiven Ast der Sondencharakteristik (Elektronen-Sättigungsstrom) als auch aus der Messung im negativen Ast der Sondencharakteristik (Ionen-Sättigungsstrom). Die beobachtete Tatsache, daß im Übergangsgebiet beträchtlich höhere Modulationsgrade auftreten (siehe Ausschnitte bei B und C), läßt den Rückschluß zu, daß die Elektronentemperatur T_e im Plasma im Rhythmus der Plasmaschwingungen ebenfalls schwankt. Eine Ausmessung der Schwingungsamplitude in diesem Bereich gibt die Möglichkeit, auf einfachste Weise den Schwankungsbereich der Elektronentemperatur zu bestimmen. Beiläufig sei erwähnt, daß in Präzisions-Charakteristiken von Plasmen mit Kaltkatoden Modulationsgrade M bis zu 0,4 gemessen wurden, während andererseits bei Hochvolt-Glühkatodenentladungen, [illegible] 0,01 gegeben waren. Die Bedeutung der vorstehenden [illegible] Sondenmethode durch die Aufzeichnung und [illegible] ist deswegen so groß, weil die neuere Plasmaforschung [illegible] Schwingungszustand von entscheidendem Einfluß [illegible] Beweglichkeitsstreuung, Relaxationsstreuung, [illegible] Stoßquerschnitten sowie auf den Grad der Raumladung [illegible].

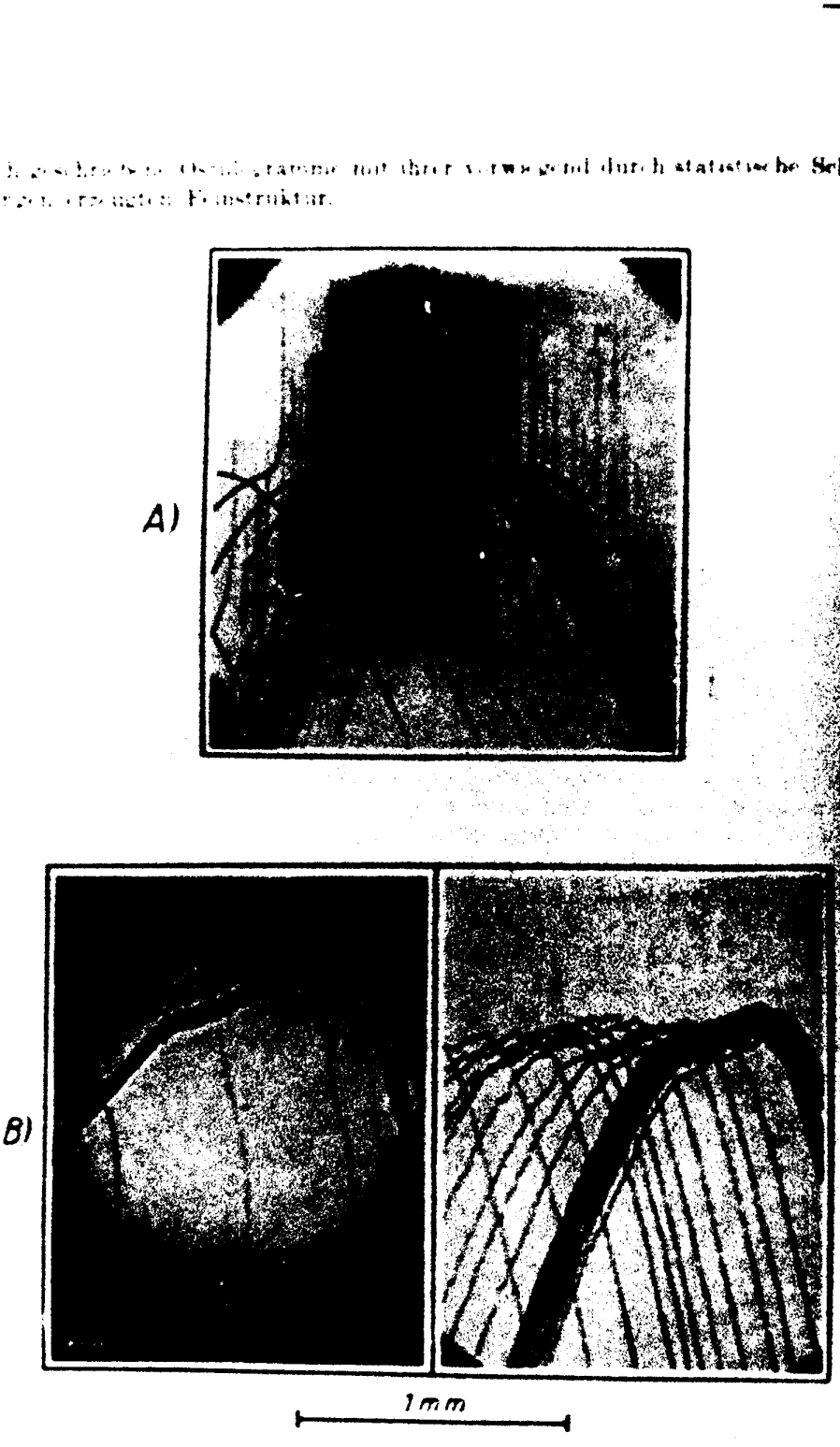
4.6 Die Vielfachschreibung [illegible] periodischer Vorgänge als Methode zur [illegible]

Eine in der Nachrichtentechnik [illegible] Herausschälung periodischer Vorgänge oder Signale aus einem [illegible] oder Störpegel liegt darin, den periodischen Inhalt [illegible] 10- oder 100mal, zu schreiben und das Geschriebene durch [illegible] oder ähnliche Speicherverfahren festzuhalten. So beruht ein [illegible] Verfahren der drahtlosen Schnelltelegrafie über große Entfernungen auf diesem einfachen Prinzip. Die feine Schrift des Präzisionsoszillografen gestattet eine besonders elegante Realisierung dieses Prinzips. Ausschnitte aus einigen Präzisionsoszillogrammen dieser Art sind in Bild 14 in starker Vergrößerung wiedergegeben. Alle drei Oszillogramme besitzen gemischt periodischen und unperiodischen Inhalt, wobei allerdings der periodische Beitrag in der Amplitude weit überwiegt. Bei allen drei Bildern ist bei einem Teil der Belichtungszeit ein zusätzlicher Ablenkhub in x-Richtung gegeben worden. Man sieht daher neben dem vielfach geschriebenen Oszillogramm auch noch ein-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

A) B)



1 mm

Bild 14 Verlauf, zum Teil mit kleinem zusätzlichem Aldrukkul, in x-Richtung gerichtete Prozessmikrolithogramme mit gerundeten und ungerundeten Kon- generalen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

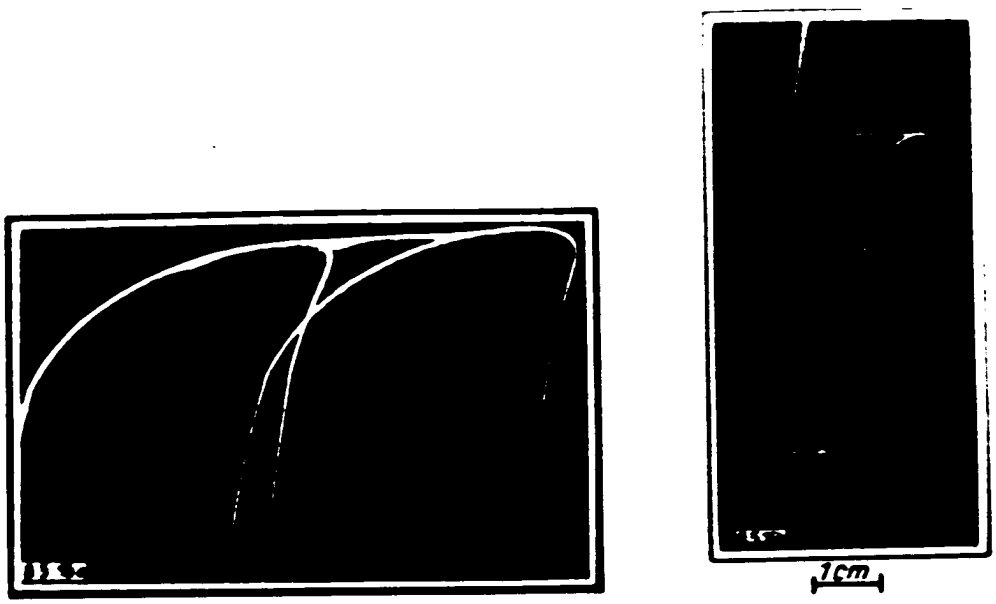


Bild 15. Schwachvergrößerte Wiedergabe einer präzisionsoszillografisch mit 50 Perioden geschriebenen Hysteresiskurve von 1 mm Konstantandraht

Die Aufnahme erfolgte mit einem geringen Abienkhub in x-Richtung während eines Teiles der Periodendauer. sowohl die vielfach als auch die einzeln geschriebenen Hysteresiskurven haben bei der geringen Vergrößerung noch einen scheinbar glatten Charakter

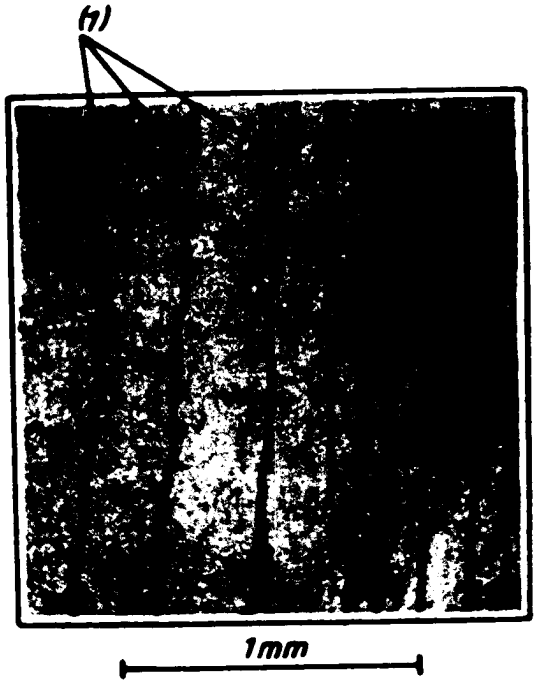


Bild 16. Hoch vergrößerter Ausschnitt aus der Hystereseschleife Bild 15 mit den Treppenstufen der Barkhausensprünge

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

4.2. Sichtbarmachung der Feinstruktur einer Hysteresisschleife mit den Treppenstufen der Barkhausensprünge

Bild 15 bringt die linke Hälfte der präzisionsoszillografischen Aufnahme ein[er] Hysteresisschleife, gewonnen an einem Kowardraht von 1 mm Dmr. und et[wa] 10 mm Länge. Das Oszillogramm wurde in der hierfür üblichen Meßschaltung a[uf]genommen. Bei einem Teil der Belichtungszeit wurde in Richtung der *x*-Ach[se] eine Ablenkung vorgenommen, so daß die mit 50 Perioden geschriebene Hystere[se]kurve nicht nur als vielfach geschriebene Kurve, sondern auch in einer Vielh[eit] einzeln geschriebener Kurven zur Abbildung kommt. Auf der Originalkopie Bild [15] sieht man daher neben den kontrastreich abgebildeten und am Anfang und E[nde] der Belichtungszeit fotografierten vielfach geschriebenen Hysteresiskurven a[uch] etwa 50 einzeln geschriebene Hysteresiskurven. Mit bloßem Auge betrachtet, hab[en] diese Hysteresiskurven noch den gewohnten glatten Charakter. Bei Wiederg[abe] der einzeln geschriebenen Kurven mit hoher Vergrößerung werden jedoch, wie [das] Mikro-Fotogramm Bild 16 erkennen läßt, die Treppenstufen der Barkhaus[en]sprünge sichtbar. Man erkennt, daß die Größe der Sprünge, wie zu erwarten, st[reu]t streut. Man erkennt weiter, daß die Sprünge im allgemeinen sich bei Erreich[en] der gleichen Magnetisierung nicht genau wiederholen, wenn es auch Fälle [gibt], wie in Bild 16 mit *1* gekennzeichnet, wo größere Sprünge exakt bei der gleich[en] Magnetisierung stattfinden.

5. Schlußwort

Die wenigen Beispiele mögen genügen, um die experimentellen Möglichkeit[en] des neuen Oszillografen anzudeuten. Schon bei diesen ersten Versuchen sammelt[en] wir die Erfahrung, daß bei fast jeder Aufnahme Feinstrukturen und Schwingung[s]vorgänge sichtbar werden, die bisher unsichtbar oder unbeachtet blieben, die a[ber] für das untersuchte System von erheblicher Bedeutung sind. Diese Erfahr[ung] macht es wahrscheinlich, daß der Elektronen-Präzisionsoszillograf in wenigen Jah[ren] zu einem unentbehrlichen Hilfsmittel auf dem weiten Felde der Oszillografie wer[den] wird. Neben den bisher besprochenen Anwendungen wird auch der Einsatz [für] Präzisionszeitmessungen, für die oszillografische Kontrolle über sehr große Z[eit]räume, der Einsatz für die Gewinnung von Statistiken (evtl. mit automatisch[er] Auswertung durch fotoelektrische Hilfseinrichtungen) von Bedeutung werden. H[ier] mag der Hinweis genügen, daß beispielsweise bei 2 μ Schreibfleckdurchmesser [auf] 9 · 12 Schreibfläche 45000 Zeilen von je 12 cm Länge untereinandergeschrieben werd[en] können, wobei dann die gesamte Länge der 2 μ breiten Zeilen etwa 5 km [auf] Schreibfläche beträgt. Bezieht man die Zeilenlänge auf einen normalen Schre[ib]fleckdurchmesser von etwa 1 mm, so folgt eine reduzierte Gesamtzeilenlänge v[on] 250 km. (bei der Meßgenauigkeit von 1 mm, also der Meßgenauigkeit von etw[a] über 10 %). Die Ausnutzung der Schreibfläche in der Art eines Fernsehrasters [mit] nebeneinander liegenden Zeilen wird bei dem Oszillografen durch die getrennt h[er]ausgeführte Lichtsteuerelektrode des Elektronenstrahlers erleichtert. (Zeitmarkie[n] können durch von einer Quarzuhr gesteuerte Impulse)

Für Spezialzwecke kann es zweckmäßig sein, den Elektronen-Präzisionsoszillo[gra]fen auch mit anderen engen oder spiralförmigen Schreibflecken wegen, wie [sie] von [illegible] beschrieben. Präzisionsoszillografen [illegible] zu betreiben.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible]

Literatur

[1] *Ardenne, M. von:* Der Elektronen-Mikrooszillograf. Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 54 (1939) S. 181.

[2] Vgl. z. B. *H. E. Hollmann:* Mikrowellen-Oszillografie. Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 54 (1939) S. 188.

[3] Vgl. z. B. *G. M. Lee:* A three beam oscillograph for recording at frequencies up to 10000 megacycles. Proceedings of the I. R. E. and waves and electrons 34 (1946) S. 121.

[4] *Ardenne, M. von:* Ein Sechsfach-Elektronen-Mikrooszillograf. Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 58 (1941) S. 156 (gemeinsam mit Siemens und Halske).

[5] *Doose, J.:* Zur Ausmessung des Feldes magnetischer Elektronenlinsen. Zeitschrift für Physik 117 (1941) S. 437.

[6] *Glaser, W.:* Strenge Berechnung magnetischer Linsen der Feldform $H = \frac{H_0}{1 + (z/a)^2}$. Zeitschrift für Physik 117 (1941) S. 285.

[7] *Glaser, W.:* loc. cit. Formel (82).

[8] *Glaser, W.:* Über die Ablenkfehler von elektrischen und magnetischen Ablenksystemen. Zeitschrift für Physik 111 (1938) S. 357.

[9] *Recknagel, A.:* Theorie der Elektronenbewegung im Ablenkkondensator. Zeitschrift für Physik 111 (1938) S. 73.

[10] *Doose, J.:* Theoretische und experimentelle Untersuchungen über Elektronenstrahler. Zeitschrift für Physik 115 (1940) S. 530.

[11] *Borries, B. von:* Die energetischen Daten und Grenzen der Übermikroskopie. Optik 3 (1948) S. 321, Bild 46.

[12] *Borries, B. von:* Über die Intensitätsverhältnisse am Übermikroskop. I. Mitteilung: Die Schwärzung fotografischer Platten durch Elektronenstrahlen. Physikalische Zeitschrift 43 (1942) S. 190.

[13] *Ardenne, M. von:* Elektronen-Übermikroskopie. Springer Verlag. Berlin 1940. S. 118.

[14] *Ardenne, M. von:* Elektronen-Übermikroskopie. Springer Verlag. Berlin 1940, S. 126.

[15] *Ardenne, M. von:* Ein neuer Polarkoordinaten-Oszillograf mit linearem Zeitmaßstab. Zeitschrift für technische Physik 17 (1936) H. 12.

[16] *Recknagel, A.:* Z. f. Physik 111 (1938) S. 73.

[17] *Glaser, W.:* Z. f. Physik 111 (1938) S. 357.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Die Anwendung der elektromagnetischen Wellen als Navigationsmittel

Prof. Dr.-Ing. *H. Frühauf*

Einleitung

Das Gebiet der Anwendung elektromagnetischer Wellen als Navigationsmittel scheint bei oberflächlicher Betrachtung zunächst nur einen sehr schmalen Sektor aus dem Gesamtgebiet der Technik elektromagnetischer Schwingungen oder gar der allgemeinen Nachrichtentechnik darzustellen.

In Wahrheit aber ist die Situation eine völlig andere: Bei der Anwendung elektromagnetischer Wellen als Navigationsmittel, bei der Schaffung von Navigationshilfen in der [illegible]- und Seefahrt und bei ihrer Auswertung im Dienste der Sicherung des Verkehrs zur Luft und zur See als einer der wichtigsten Aufgaben dieser Technik, bleibt wohl kaum ein Mittel oder ein Verfahren ausgelassen, das uns das ausgedehnte Gebiet der drahtlosen und der drahtgebundenen elektrischen Nachrichtentechnik zu bieten vermöchte.

Begonnen einerseits bei der Technik der langen, der mittleren und kurzen Wellen, der Dezimeter- und Zentimeterwellentechnik, über die Anwendung der Prinzipien normaler und spezieller Modulationsmethoden, der Impulstechnik, der Peil- und der Radartechnik bis zum Einsatz der Technik des Fernsehens in der Navigation, und andererseits angefangen bei der Anwendung drahtgebundener Fernsprech- und Signaleinrichtungen bis zur Nutzung der Mittel der Steuerungstechnik, erstreckt sich das weite Feld der Navigation und der Ortung mittels elektrischer Schwingungen also fast über das gesamte Gebiet der elektrischen Nachrichtentechnik. Es scheint also schon aus diesem Grund nicht ganz ungerechtfertigt, an den Beginn einer Tagung, die sich mit den Fragen der elektrischen Nachrichtentechnik im weiteren Sinne beschäftigt, einen zusammenfassenden Vortrag über ein so aktuelles Thema zu stellen, das zudem für die Weiterentwicklung der Nachrichtentechnik und der Verkehrstechnik, für die Sicherung menschlichen Lebens und für den Schutz unserer Gesellschaft eine so bedeutungsvolle Rolle spielt.

Andererseits fordert der Aufbau einer neuen Handelsflotte in unserer Deutschen Demokratischen Republik, mit dem im ersten Fünfjahrplan begonnen wurde, und dessen weiterer Ausbau in den kommenden Jahren fortgesetzt wird, auch für einen immer größer werdenden Kreis von Ingenieuren die Beschäftigung mit den Problemen der elektromagnetischen Navigationsmittel.

Wir haben aber neben diesen in die Gegenwart und in die Zukunft weisenden Gründen noch einen weiteren, und zwar einen geschichtlichen Anlaß, uns spezieller Fragen der Funktechnik zu erinnern: Am 7. Mai 1895, also vor nunmehr 60 Jahren, errichtete *Popow* mit der von ihm erfundenen Hochantanne die erste Empfangsstation zum Empfang elektromagnetischer Wellen. *Popow* fußte dabei auf den Ergebnissen der Versuche, die 7 Jahre zuvor *Heinrich Hertz* anläßlich seines klassi-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

schen Experiments, das die Voraussagen *Maxwells* über die Existenz elektromagnetischer Wellen bestätigte, gewonnen hatte.

Mit dem Jahr 1895 setzte, insbesondere durch die damals geschaffene Möglichkeit einer drahtlosen Übertragung von Signalen, eine bis heute, also über eine Zeitspanne von 60 Jahren sich erstreckende stürmische Entwicklung ein, und die Ingenieure und Physiker zahlreicher Länder befaßten sich intensiv mit diesem neuen Anwendungsgebiet elektromagnetischer Wellen.

Übersicht über die Verfahren

Wenn wir in diesem zusammenfassenden Vortrag die Anwendungen elektromagnetischer Wellen als Navigationsmittel behandeln wollen, so scheint es geraten, dieses weite Gebiet in drei Teilabschnitten zu betrachten. Dabei geht eine solche Aufgliederung zweckmäßigerweise von den Forderungen der Praxis, d. h. der Navigation, selbst aus.

Diese verlangt

1. auf der Fernstrecke (über 500 km) die ständige Möglichkeit einer einwandfreien und zudem schnellen Bestimmung des eigenen Standortes;
2. bei Mittel- und Kurzstrecken mit meist größerer Verkehrsdichte fordert sie eine Lagebestimmung auf der einen Seite und eine Bewegungskontrolle auf der anderen Seite in der Regel durch Funkmeßeinrichtungen und
3. bei der Landung von Luftfahrzeugen eine Landehilfe.

Offensichtlich ist in diesen kurzen Angaben, die einer zunächst groben Aufgliederung der einzelnen Verfahren dienen können, nur ein Teil der an die Geräte zu stellenden Anforderungen enthalten; im übrigen arbeiten die Geräte außerdem nach den verschiedenen Prinzipien.

Zu den in der Untergliederung aufgeführten Grundbedingungen gesellen sich also noch eine Reihe sehr wesentlicher weiterer Forderungen: Natürlich soll die Ortung eindeutig sein, sie soll Ergebnisse liefern, die leicht auswertbar sind, die Ortungsergebnisse sollen z. B. auf geeigneten Lageplänen sichtbar werden, die Ortung soll auf dem Reiseweg jederzeit und unabhängig von Wetter- und sonstigen Einflüssen vorgenommen werden können und in speziellen Fällen soll eine automatische Einhaltung eines vorgewählten Kurses möglich sein, d. h., es soll durch die Erfüllung der angegebenen Forderungen eine Entlastung des Personals von manuellen Navigationsaufgaben erzielt werden.

Von der technischen Seite aus treten weitere Bedingungen hinzu: Besonders wird verlangt, daß der Gewichtsaufwand, der Platz und Energiebedarf so niedrig als möglich gehalten werden, und daß das Ortungsverfahren mit Rücksicht auf den Frequenzmangel ein möglichst enges Frequenzband in Anspruch nimmt.

Diese von der Navigation und von der Technik herausgestellten Forderungen, die sich praktisch auf alle Verfahren und Geräte beziehen, schließen aber nicht aus, daß wir zunächst einmal von einer Untergliederung ausgehen, wie wir sie oben aufgeführt haben. Das heißt also, wir können unterscheiden nach den grundsätzlichen Forderungen, die die Navigation mit Bezug auf die Fernstrecken stellt und nach den Bedingungen, die in bezug auf die Mittel- und Nahstrecken erfüllt sein müssen, wobei noch die Forderungen, die an die Geräte für Landehilfen gestellt werden müssen, hinzutreten. Wir können so also eine erste große Aufgliederung vornehmen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Tafel 1

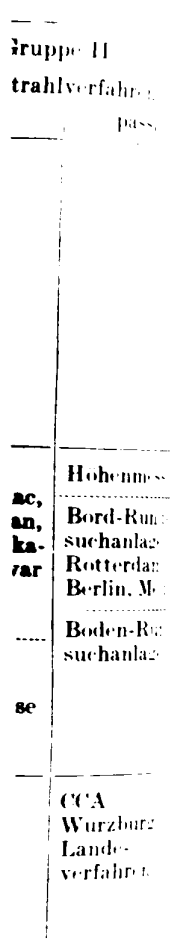
	Gruppe I				Gruppe II	
	Peiler bzw. Funkfeuer		Hyperbelverfahren		Rückstrahlverfahren	
	$\lambda > 10$ m	$\lambda < 10$ m	$\lambda > 10$ m	$\lambda < 10$ m	aktiv	passiv
Fernstrecke	Starke Funkfeuer Consol, Consolor Sonne, Elektra, Komet, Navaglobe, POPI --- Fremdpeilung Brommy Wullenweker		Loran Ingolstadt			
Mittel-Kurzstrecke	Mittlere Funkfeuer Richtfunkfeuer (RNG) --- Fremdpeilung	VOR VAR John, Gilpin, Sperry, Erika, Mond, Erich, Bernhard, Hermine Knickebein X-Verfahren --- Fremdpeilung	Decca-Navigator Lorac --- Raydist	Gee Truhe Dick Turpin, Multitrack --- Gee-H Baldur	DME ARL, Sperry, Lanac, Shoran, Ratran, Condor, Eureka-Rebecca, Navar Rebecca-H Micro-H --- Bumerang (Oboe) Erstling-Gemse (Egon) Y-Verfahren	Höhenmesser --- Bord-Rundsuchanlage Rotterdam, Berlin, Meddo --- Boden-Rundsuchanlage
Landestelle	Platzfunkfeuer --- ZZ-Verfahren	Blindlandefunkfeuer (SBA) Instrument Landing System (ILS) ONERA			BABS Navaglide Teleran Westinghouse	CCA Würzburg Landeverfahren

In Tafel 1 finden wir eine Zusammenstellung, wie sie von *W. Stanner* vorgeschlagen wurde und die den bis jetzt vermittelten Gedankengängen Rechnung trägt. Es sind in einem Grundschema die verschiedenen bekanntgewordenen Verfahren namentlich eingetragen, die

1. auf den Fernstrecken,
2. auf den Mittel- und Nahstrecken und
3. als Landehilfen Verwendung gefunden haben oder heute noch Verwendung finden. Außerdem ist in den einzelnen Gruppen noch eine Unterteilung nach solchen Einrichtungen vorgenommen, die Wellenlängen über 10 m verwenden, und nach solchen, die mit Wellenlängen unter 10 m arbeiten.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3



In der Übersichtstafel fällt besonders eine große Lücke in der letzten Spalte rechts unter den für die Fernstrecke angegebenen Geräten auf. Sie gibt zu erkennen, daß die Rückstrahlortung und heute für die Fernstrecke kein geeignetes Gerät anbieten kann, daß dort vielmehr die Peil- und Hyperbelverfahren das Feld behaupten.

Andererseits findet sich eine große Lücke in der mittleren Spalte der Hyperbelortung unter den für die Landung vorgesehenen Geräten, was bedeutet, daß die Hyperbelverfahren (auf Grund ihrer prinzipiellen Arbeitsweise) nicht zur Landehilfe geeignet sind. Auf weitere Hinweise wollen wir zunächst verzichten, wir kommen auf diese Fragen noch einmal zurück.

Natürlich ist es nun nicht möglich, bei einer solchen auf die Praxis zugeschnittenen Untergliederung, die die Geräte durch den Entfernungsbereich, in denen sie Anwendung finden, kennzeichnet, Überschneidungen auszuschließen. Aber schon ein kurzer Überblick über die Funktion der in Tafel 1 angegebenen, heute verfügbaren Einrichtungen und Verfahren zeigt, daß diese Einteilung nicht ganz unzweckmäßig ist und daß man mit ihr gleichzeitig auch zu einer gewissermaßen technischen „Verfahrenseinteilung" kommen kann, die die Navigationsverfahren in solche eingruppiert, die

1. von dem Prinzip der Sendung und des Empfangs einer stetig ausgestrahlten unmodulierten oder modulierten elektromagnetischen Welle Gebrauch machen und dabei entweder Peilanordnungen (also z. B. Rahmenpeiler bzw. Funkfeuer) benutzen, oder mit synchronisierten Sendeantennenanlagen (also z. B. Hyperbelverfahren) arbeiten und
2. in solche Verfahren und Einrichtungen, die im wesentlichen die Rückstrahlung sehr kurzzeitig ausgesandter Impulse verwenden, d. h. Verfahren benutzen, wie sie im angelsächsischen Sprachgebrauch heißt, die Radartechnik zur Anwendung bringt.

Es ist naheliegend, auch von der Möglichkeit der Kombination der unter 1 und 2 genannten Grundverfahren Gebrauch zu machen und man erhält so weitere Gruppen von Einrichtungen oder Geräten, die die unter 1 genannten Verfahren mit den unter 2 genannten Impulsverfahren verbinden.

Schließlich kann man noch zu einer Kombination zweier oder mehrerer Einrichtungen der zur Gruppe 1 oder zur Gruppe 2 gehörigen Verfahren übergehen.

Eine Einteilung, die trotz der Fülle der zur Anwendung gekommenen verschiedenen Geräte eine sehr gute Übersicht bietet, unterscheidet nach *W. Stanner* solche Verfahren und Einrichtungen, die

1. von der Impulsanwendung nicht Gebrauch machen und
2. solche, die von der Peileranwendung keinen Gebrauch machen.

Diese Aufgliederung entspricht also gewissermaßen der zuerst genannten Gruppierung aber „mit negativem Vorzeichen". Um einen nach diesem Vorschlag „sortierten" Überblick über die wesentlichsten bekanntgewordenen Geräte und Einrichtungen zu gewinnen, wollen wir uns zunächst einmal Bild 1 betrachten, das wieder auf die oben angeführten Gedankengänge zurückgeht. Sie sehen in der ersten Spalte links die Gruppe 1, Verfahren ohne Impulsanwendung und in der Spalte ganz rechts unter 2, Verfahren ohne Peileranwendung. Die Kreise, die mit A, B, C, D, E, F, G, H, J, K, L, M gekennzeichnet sind, stellen dabei gewisse Ver-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

fahrensklassen dar, auf die an dieser Stelle im einzelnen aus Zeitmangel nicht eingegangen werden kann.

Die Verfahrensklassen der Gruppe 1, also ohne Impulsanwendung, sind durch grüne Kreise, die Verfahrensklassen der Gruppe 2, also ohne Peileranwendung, durch rote Kreise gekennzeichnet. Jede Verfahrensklasse 1 bzw. 2 ist in der entsprechenden Spalte zweimal aufgeführt. Es gibt insgesamt sowohl unter 1 als unter 2 je vier Verfahrensklassen, also insgesamt acht Verfahrensklassen. Die Verwendung zweier in Bild 1 gezeichneter Verfahrensklassen soll durch eine Verbin-

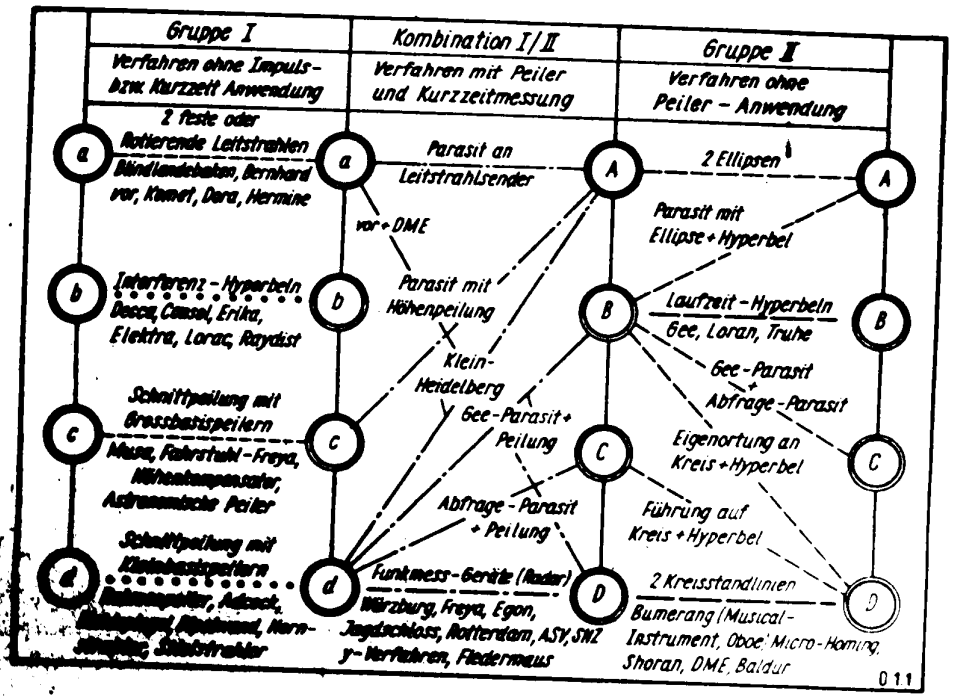


Bild 1

dungslinie, die in dieses Schema eingezeichnet ist, zum Ausdruck bringen, welche der Verfahrensklassen bei den oberhalb der Verbindungslinie namentlich angeführten Geräten in der Funktion dieser Geräte gemeinsam sind, bzw. welche Verfahrensklasse bei den unterhalb der Verbindungslinie angegebenen Geräten allein für die Funktion maßgebend ist.

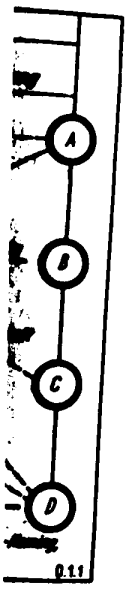
Beispielsweise kennzeichnet die Stellung der in der Spalte 1 ganz unten unter dem Verbindungsstrich *d—d* aufgeführten Einrichtungen, z. B. den Rahmenpeiler, den Richtspiegel, den Hornstrahler oder die Dipolwand als solche Einrichtungen, die ohne Anwendung von Impulsen arbeiten und dabei das Prinzip der Verfahrensklasse *d* verwenden. Bei der Verfahrensklasse *d* ist kennzeichnend, daß die Zusammenarbeit eines Peilers mit einem Empfänger die Richtempfangsanlage darstellt, die jedoch nur aus einer einzigen Richtung Nutzsignale aufzunehmen in der Lage ist. Weitere Verfahrensklassen mit anderen Kennzeichen sind durch verschiedene Buchstaben kenntlich gemacht. Eine Kombination zweier Funktionen,

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

...itmangel nich-

...ng, sind durch
...ileranwendung,
...ist in der ent-
...hl unter 1 als
...essen. Die Ver-
...h eine Verbin-



...gen, welche
...entlich an-
...zw. welche
...en Geräten

...nten unter
Rahmen-
...e Einrich-
...Prinzip der
...mend, daß
...angsanlage
...nehmen in
...durch ver-
...nktionen.

von denen jede auf der Verfahrensklasse *d* aufgebaut ist, wird in dem gewählten Beispiel über dem Verbindungsstrich *d—d* als Schnittpeilung mit Kleinbasispeilern bezeichnet, oder z. B. steht auf dem Verbindungsstrich *d—D* als Kombination der Verfahrensklasse *d* und *D* Funkmeßgeräte (Radar), das sind also Geräte, die mit Peilern und mit Impulsen (bzw. Kurz-Zeitmessung) arbeiten. Mit diesen Tafeln, die auf Grund der angestellten Betrachtungen gewonnen wurden, haben wir zunächst einmal einen „sortierten" Überblick über die bekanntgewordenen Einrichtungen und Verfahren. Aus dieser Übersichtstafel geht aber schon hervor, daß die Anzahl der bekanntgewordenen Funkortungsgeräte außerordentlich groß ist. Es kann natürlich nicht die Aufgabe sein, anläßlich eines solchen zeitlich begrenzten Vortrages alle aufgeführten Verfahren oder Geräte zu behandeln. Wir wollen es aber doch unternehmen, hier einige besonders typische Vertreter

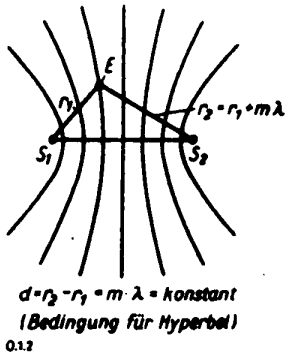


Bild 2

und vor allem die ihrer Funktion zugrunde liegenden prinzipiellen Gedankengänge zu behandeln.

In der Zeile, die in Bild 2 links mit der Verfahrensklasse *b* beginnend, rechts zu Verfahrensklasse *B* übergeht, finden sich zwei Gerätegruppen, die typisch für die heutige Navigationstechnik der Fernstrecken sind, nämlich das Verfahren der Interferenzhyperbeln und das Verfahren der Laufzeithyperbeln. Diese Hyperbelverfahren erscheinen also sowohl in der Gruppe „ohne Kurzzeitanwendung" als auch in der Gruppe „ohne Peileranwendung". Die Funktion beider Verfahren geht aber auf den gleichen Grundgedanken zurück, den wir zunächst grundsätzlich einmal kennenlernen wollen.

Hyperbelverfahren

Stellt man in einem festgelegten Abstand zwei Hochfrequenzsender S_1 und S_2 auf, die mit gleicher Wellenlänge und gleicher Phase strahlen, dann erhält man ein durch die Stellung beider Sender sich bildendes Strahlungsfeld, das durch Interferenz entlang bestimmter Kurven Maxima bzw. Minima der Feldstärke aufweist. Maxima entstehen offenbar auf einer Kurve, auf der die Entfernung zum Sender S_1 und die Entfernung zum Sender S_2 gleich groß sind oder sich um m volle Wellenlängen unterscheiden.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

In Bild 2 sind die beiden synchron arbeitenden Sender mit S_1 und S_2 bezeichnet. Der Abstand zum Empfänger E ist mit r_1 bzw. r_2 angegeben. Definitionsgemäß sollen sich also die beiden Abstände r_1 und r_2 durch volle Wellenlängen, also durch $m \cdot \lambda$, unterscheiden. Es ist also $r_2 = r_1 + m \cdot \lambda$ ($m \pm 0,1, 2, 3, \cdots$). Die Differenz $d = r_2 - r_1 = m \cdot \lambda$ stellt also bei konstanter Wellenlänge (und einmal gewähltem konstantem m) einen konstanten Wert dar. Der geometrische Ort aber aller Punkte E, die von zwei Punkten S_1 und S_2 gleiche Entfernungsdifferenz aufweisen, ist bekanntlich eine Hyperbel, deren Brennpunkte S_1 und S_2 sind. Wählt man für m beliebige ganze positive oder negative Zahlen, dann erhält man eine Schar von Hyperbeln, wie dies in Bild 2 zu sehen ist.

Für die Hyperbelschar sind S_1 und S_2 also die Brennpunkte. Natürlich lassen sich auch Hyperbeln angeben, die die durch Interferenz entstandene Feldstärke darstellen. Hier muß offenbar der Unterschied der Entfernung $\overline{ES_1} - \overline{ES_2}$ ein, wobei m ungerade positive oder negative Zahlen ($\pm 1, 3, 5, \cdots$) dar-

Entstehung von Hyperbeln als geometrischer Ort für die Maxima bzw. natürlich auch für jeden beliebigen Phasenunterschied zwischen den Wellen haben dem auf diesem Prinzip aufgebauten Verfahren die Bezeichnung Hyperbelverfahren gegeben. Durch die Wahl genügend großer Entfernungen zwischen Sendern S_1 und S_2 kann man nun große Gebiete funktechnisch mit einem Netz von Hyperbelscharen überziehen, die man auf entsprechende Navigationskarten einträgt und dabei jeder einzelnen Hyperbel eine besondere Bezeichnung gibt.

Mit einem Empfangsgerät, an das ein geeignetes Meßgerät angeschlossen ist, kann man somit jederzeit feststellen können, auf welcher Hyperbel man sich befindet bzw. welche Anzahl von Hyperbeln man überschritten hat. Ja man ist in der Lage, eine spezielle Zähleinrichtung dazu zu benutzen, um die der Hyperbel entsprechende Ziffer jeweils ablesen zu können. Mit einer solchen Anordnung würde man allerdings erst in der Lage sein, den Standort auf bzw. zwischen zwei benachbarten Hyperbeln anzugeben. Man würde jedoch noch nicht in der Lage sein anzugeben, an welcher Stelle auf der Hyperbel oder zwischen ihr man sich befindet. Es ist also notwendig, zu diesem Zweck ein zweites System von Hyperbelscharen zu schaffen, das durch eine zweite Sendergruppe erzeugt wird.

Bild 3 zeigt die beiden Hyperbelscharen mit Kennzahlen, die die einzelnen Hyperbeln erhalten haben. Um eine leichte Unterscheidungsmöglichkeit der beiden Hyperbelscharen zu schaffen, ist die eine Hyperbelschar mit rot, die andere mit grün bezeichnet. Von der roten Sendergruppe sind auf der im Bild wiedergegebenen Karte die Hyperbeln mit den Kennummern 10 bis 280 und von der zweiten, grünen Sendergruppe die Kennummern von 320 bis 590 zu sehen und abzulesen (neuerdings findet, wie unten gezeigt wird, eine andere Kennzeichnung Anwendung). Die gezeigte Karte, die einer französischen Literaturstelle entnommen ist, zeigt den Verlauf der Hyperbeln über dem Gebiet des Kanals etwa von Rotterdam bis Cherbourg sowie den südlichen Teil Englands und die französische Kanalküste einschließlich des belgischen und nordfranzösischen Raumes für ein besonderes Verfahren, nämlich das sogenannte Decca-Verfahren. Ohne zunächst auf die besonderen Eigenheiten des in diesem speziellen Bild benutzten Decca-Verfahrens eingehen zu wollen, wolle man im Bild rechts unten noch die beiden Anzeigen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

der roten und grünen Decometer ablesen, die auf Grün 156 und auf Rot 475 als Kennummern erkennen lassen. Das bedeutet, verglichen mit dem Hyperbelnetz der vorliegenden Karte, daß das anzeigende Gerät Paris als Standort hatte.

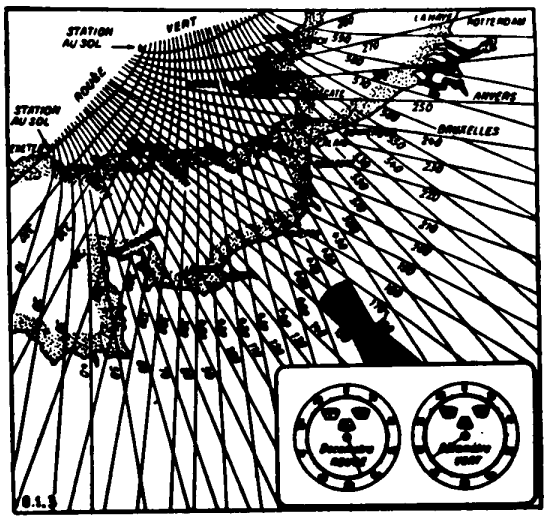


Bild 3

Mit dem aufgezeigten Prinzip des Hyperbelverfahrens ist zunächst nur der grundsätzliche Gedanke darlegt, der allen Hyperbelverfahren eigen ist. Es gibt

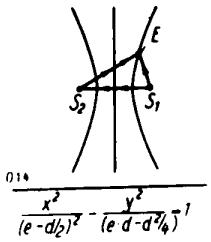


Bild 4

jedoch verschiedene Möglichkeiten der Anwendung dieses Grundgedankens, die an Hand von Bildern erläutert werden sollen.

Wir betrachten zunächst Bild 4. Dort ist der Gedanke des Hyperbelprinzips in der Form abgeändert, daß nicht der Sender S_1 und der Sender S_2 synchron senden,

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

sondern S_1 als sogenannter Primärstrahler seine Wellen ausstrahlt, durch die beim Empfang in S_2 die dortige Sendeanordnung ihrerseits als Sekundärstrahler veranlaßt wird, zu strahlen.

Am Empfänger E wird also ein Interferenzsignal wirksam sein, das durch die von S_1 unmittelbar ausgehenden Wellen und außerdem noch durch die von S_1 über S_2 nach E laufende Welle verursacht wird. Man erhält als Differenz der zurückgelegten Wegstrecken $d = \overline{S_1S_2} + \overline{S_2E} - \overline{S_1E}$. Wenn man fordert, daß die Wegstreckendifferenz beider Wellen d und damit auch die Laufzeitdifferenz konstant bleiben, dann wird der geometrische Ort für E wiederum eine Hyperbel sein müssen. Es lassen sich also verschiedene Hyperbeln d_1, d_2, d_3, $\cdots$ angeben, die bestimmten, diesen Hyperbeln eigentümlichen Laufzeitdifferenzen zwischen dem von S_1 direkt ankommenden Strahl und dem über den Umweg S_2 laufenden Strahl entsprechen.

Man kann nun den Primärsender S_1 mit Impulsen tasten, die von S_1 direkt nach E und außerdem über den Umweg S_1—S_2—E nach E gelangen. Wenn man in dem Empfangsort E nun die Möglichkeit zur Messung der Zeitdifferenz zwischen den beiden von S_1 eintreffenden Impulsen vorsieht, dann kann man aus dieser Zeitdifferenz unmittelbar die betreffenden Hyperbel angeben, auf der man sich befindet und somit aus der Karte einen geometrischen Ort für die eigene Lage finden. Denn jede Hyperbel ist durch eine bestimmte Luftzeitdifferenz gekennzeichnet, die auf der Karte eingetragen werden kann.

Das nach diesem Prinzip mit Impulsen arbeitende Verfahren ist das Loranverfahren (von „Long-ranging-Navigation") genannt und ist also seiner morphologischen Zugehörigkeit gemäß ein unter 2 genanntes „Verfahren ohne Peilanwendung", d. h. unter Benutzung von Impulsen zur Kurzzeitmessung. In Bild 1 erscheint es unter II B, wobei die Verfahrensklasse B besagt, daß es sich um ein Verfahren handelt, bei dem Primärstrahler S_1 und Sekundärstrahler S_2 durch zwei gleichzeitig in fester Phasenverbindung miteinander stehende leistungsstarke Sender dargestellt wird, die beide impulsgetastet sind.

Das Loranverfahren wurde 1941 in Amerika entwickelt und seitdem weiter ausgebaut und ist also ein ausgesprochenes Fernstreckenverfahren. Eine Karte des europäischen Teiles des durch drei Sender erzeugten Hyperbelnetzes zeigt Bild 5. Zur Erzeugung beider Hyperbelsysteme genügt es natürlich, einen Primärstrahler S_1 und zwei benutzen, zwei Sekundärstrahler S_2 und S_3 in der bereits geschilderten Weise zu steuern.

Die Brennpunkte der beiden Hyperbelscharen sind dann also S_1 und S_2 bzw. S_1 und S_3. Wir können uns eine Vorstellung von der Anzahl der Hyperbeln und ihres Abstandes machen, wenn wir uns vergegenwärtigen, daß ein ausgesandter Impuls im freien Raum in einer μs (eine Zeit, die sich ohne Schwierigkeiten sehr genau messen läßt) schneiden also die Antennenbasis $S_1 - S_2$ bzw $S_1 - S_3$ in Abständen von 150 m.

Die Abstände der Hyperbeln für konstante Laufzeitdifferenzen hängen also nicht wie bei dem Beispiel des zuerst behandelten grundsätzlichen Hyperbelverfahrens von dem Verhältnis der Antennenbasis zur Wellenlänge ab. Die Wellenlänge kann also nach anderen Gesichtspunkten, z. B. unter dem Gesichtspunkt einer günstigen Ausbreitung und einer günstigen Reichweite, gewählt werden.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

In größerer Entfernung von der Antennenbasis S_1 und S_2 bzw. S_1 und S_3 können die Hyperbeln durch ihre Asymptoten ersetzt werden. Der gesamte Winkelraum von 180° würde auf einer Basis S_1 und S_2 von 300 sm und Laufzeitdifferenzstufen von je 1 μs, die sich wie erwähnt auf dem Schirm einer Katodenstrahlröhre leicht messen lassen, $1852 \cdot 2 = 3704$ Hyperbeln umfassen, die also im Mittel einen Abstand von rund 3′ (Bogenminuten) besitzen.

Die Lorananlagen bedienen sich zweier Antennenbasen von etwa 200 bis 400 sm, und zwar im Mittelwellenbereich zwischen 170 bis 200 m und neuerdings auch im Langwellenbereich zwischen 2700 und 3300 m, wodurch eine sehr günstige Reich-

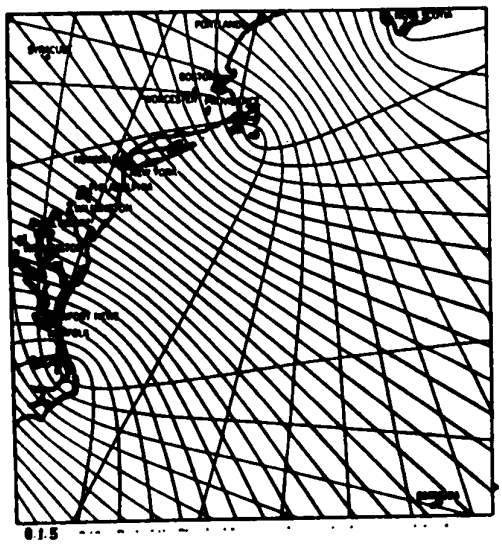


Bild 5

weite der Sender erreicht werden kann. Das zeigt auch die praktische Anwendung des Loranverfahrens. Als im wesentlichen amerikanisches Verfahren bedecken die Hyperbelketten heute den Nordatlantik, die USA und einen großen Teil der Ost- und Südostküste des asiatischen Kontinents sowie des nördlichen Stillen Ozeans.

Ein weiteres Verfahren von grundsätzlicher Bedeutung ist das

Decca-Navigator-System

Das Decca-Verfahren, das oben bereits erwähnt wurde, ist ein Hyperbelverfahren, das jedoch nicht mit Impulsen arbeitet, sondern sich unmodulierter Wellen bedient. Es gehört also in unsere Tafel zur Gruppe 1 und wir finden es dort unter den „Interferenzhyperbeln" in der Verfahrensklasse *b* angegeben. Das Decca-System ist also ein typischer Vertreter der Klasse 1 (Verfahren ohne Impulsanwendung), besitzt jedoch noch Eigentümlichkeiten, die besonders interessant sind und die wir deshalb hier behandeln wollen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

In den seither beschriebenen Beispielen der Hyperbelverfahrenanwendung war angenommen, daß zwei Sender, die die Brennpunkte der Hyperbelscharen bilden, phasenstarr miteinander gekoppelt senden, und zwar mit gleicher Wellenlänge. Die konstante Phase war dadurch erreicht worden, daß der Sender S_1 den Sender S_2 angestoßen hatte. Man kann aber auch so vorgehen, daß man den Primärstrahler S_1 und die Sekundärstrahler auf verschiedenen Wellenlängen arbeiten läßt, die zueinander in einem rationalen Zahlenverhältnis stehen, wobei ebenfalls Phasenkonstanz der allen diesen Sendern gemeinsamen Grundschwingung f_0 vorausgesetzt wird.

Die zur Interferenz notwendige Gleichheit der Wellenlänge kann man im Empfangsgerät durch Frequenzteilung bzw. durch Frequenzvervielfachung nachträglich ohne Schwierigkeiten wieder herstellen. Dadurch erhält man natürlich den gleichen Hyperbeleffekt, den wir bereits kennen. Die so gebildeten Hyperbeln sind aber im freien Raum nur hypothetisch vorhanden, da dort für die einzelnen Senderwellen keine Frequenzübereinstimmung besteht; am Grundprinzip wird dadurch

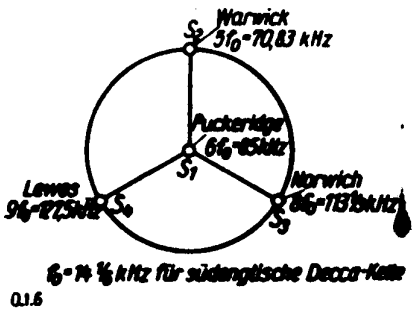


Bild 6

aber nichts verändert. Das Decca-System arbeitet nun zudem noch nicht mit zwei, sondern mit drei Hyperbelscharen, wozu neben dem Primärstrahler S_1 für die Bildung der drei Hyperbelscharen drei weitere Sender erforderlich sind, so daß damit die Brennpunkte der einzelnen Hyperbelscharen durch den Primärstrahler S_1 und die Sekundärstrahler S_2, S_3, S_4 gebildet werden. Man erhält also einen grundsätzlichen Aufbau, wie er in Bild 6 dargestellt ist.

Die drei Hyperbelscharen mit ihren Brennpunkten S_1 und S_2, S_1 und S_3 sowie S_1 und S_4 sind zum Zweck der Unterscheidung mit blau, rot und grün gekennzeichnet. Um eine geeignete Überschneidung der Hyperbelscharen zu erreichen, ist es zweckmäßig, die Sekundärstrahler gleichmäßig auf einem Kreis mit S_1 als Mittelpunkt zu verteilen. Der Radius dieses Kreises beträgt für das Decca-Verfahren etwa 50 bis 70 sm.

Die unmoduliert ausgestrahlten Wellen haben eine Wellenlänge von 85 bzw. 70,83; 113⅓ und 127,5 kHz, wobei diese Angaben nur als Beispiel einer der ausgeführten Decca-Ketten dienen sollen und sich auf die Decca-Kette von Südostengland beziehen.

In Bild 7 sehen Sie die weiteren im europäischen Raum noch vorhandenen Decca-Ketten. In dem zu diesem Zweck nur grob gezeichneten Übersichtsbild sind vier Decca-Ketten eingetragen, eine in Dänemark, und drei in England. Gleichzeitig ist der wirksame Bereich dieser Ketten durch eine grob angegebene Um-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

randung eingetragen. Eine deutsche Kette mit Sendern bei Stadtkyll in der Eifel, in Coburg, in Zeven und in Brilon im Sauerland ist geplant. Es wurde bereits gesagt, daß das gesamte Hyperbelfeld jeder Decca-Kette in verschiedene Zonen

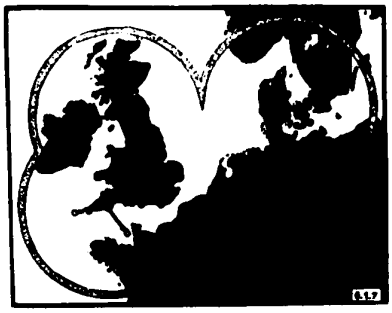


Bild 7

eingeteilt ist, die von denjenigen Hyperbeln begrenzt werden, bei denen die Phasendifferenz ihrer Grundwelle 0 ist.

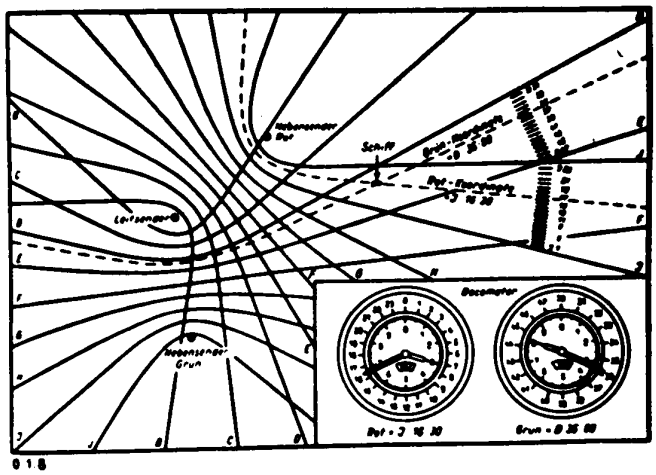


Bild 8

Bild 8 zeigt uns eine prinzipielle Anordnung der Hyperbelscharen einer Decca-Kette. Die einzelnen Strecken sind durch große Buchstaben bezeichnet, innerhalb der Zonen ist eine Numerierung durchgeführt.

Die Decometer sind ähnlich wie Uhren ausgeführt und tragen im Innern eine Skala mit 100er Teilung, die zwischen zwei Hyperbelstreifen einmal durchlaufen wird.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Das äußere Zifferblatt enthält die Ziffern gleichfarbiger Streifen, und zwar ist, um Verwechslungen auszuschließen, jede Zone „rot" von 0 bis 23, jede Zone „grün" von 30 bis 47 und jede Zone „blau" von 50 bis 79 laufend beziffert. Die Zone, in der sich die betreffenden Streifen befinden, ist in einem Fenster auf dem inneren Ziffernblatt ablesbar. Im Beispiel nach Bild 8 also:

rot J 16.30
grün D 35.80.

Die äußere Form eines Decometerkastens zeigt uns schließlich noch Bild 9.

Auf der Frontplatte des Decometers sind deutlich die drei für rot, grün und blau vorgesehenen Anzeigeeinrichtungen, die sogenannten Feinortungs-Decometer sichtbar.

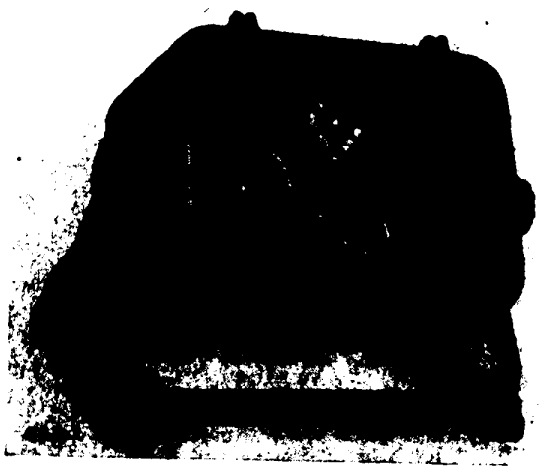


Bild 9

In der Mitte oben befindet sich das Zifferblatt des sogenannten Grobortungs-Decometers, auf dessen Funktion an dieser Stelle nicht eingegangen werden soll.

Schließlich ist es noch interessant, etwas über die Genauigkeit des Decca-Verfahrens zu erfahren. Natürlich ist die Genauigkeit der Decca-Ortung abhängig vom Schnittwinkel der Hyperbeln am Ortungspunkt, doch ist sie bei der Decca-Ortung in jedem Fall jedem anderen Verfahren überlegen. In 100 sm Abstand vom Primärstrahler S_1 (Leitsender) läßt sich der Standort noch auf 10 m und in 200 sm Abstand noch auf 40 m genau bestimmen. Das ist eine Genauigkeit, die bei der Geschwindigkeit der See-, besonders aber der Luftfahrzeuge, als ausgezeichnet angesehen werden darf. Es sei bei dieser Gelegenheit noch gesagt, daß es bei Vermessungsarbeiten, die der Tiefenlotung auf See dienten, möglich war, die Standorte bei der Lotung auf etwa 20 m genau festzustellen, was mit keiner anderen irgendwie gearteten Methode möglich gewesen wäre.

Durch das verschiedene Einfallen der Bodenwelle und der Raumwelle können bei größeren Entfernungen von den Basen der Hyperbelkette, wo also u. U. Interferenzen zwischen Boden- und Raumwelle auftreten, kleinere Fehlweisungen vor-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

kommen. Es sei deshalb Tafel 2 angeführt, die Angaben über die zu erwartende Genauigkeit bei Tag und bei Nacht enthält.

Tafel 2

Abstand von der Basis in sm	Genauigkeit der Standlinie bei Tage	bei Nacht
50	9 m	18 m
100	18 m	45 m
200	36 m	180 m
300	90 m	450 m

Man erkennt aus Tafel 2, daß selbst in der Entfernung von einigen Hundert sm völlig ausreichende Genauigkeiten erzielt werden, denn noch auf 200 sm beträgt die Nachtgenauigkeit 180 m, d. i. also rund 0,5‰, während die Taggenauigkeit in 100 sm Entfernung bei 0,1‰ liegt.

Schließlich soll noch ein weiteres Verfahren wenigstens im Prinzip betrachtet werden, das den Vorteil besitzt, daß es zur Funkortung auf der Empfängerseite ohne Spezial-Empfangsgeräte auskommt, wie sie z. B. bei der Loran- oder bei der Decca-Anlage als Bestandteil des ganzen Systems erforderlich sind.

Ein solches Hyperbelverfahren ist das sogenannte Consolverfahren.

Consolverfahren oder Consolfunkfeuer

Das Consolverfahren macht von dem Prinzip der Hyperbelortung Gebrauch, arbeitet aber zudem mit ausgeprägter Strahlungsrichtcharakteristik, wobei die jeweilige Stellung des Richtstrahles durch eine Zeichentastung markiert wird. Das Consolverfahren gehört also entsprechend unserer bereits benutzten Klassifizierung zu Gruppe 1 b.

Die Arbeitsweise einer Consolanlage ist auf Grund der eben gegebenen Charakterisierung durch drei Einzelfunktionen gekennzeichnet:

a) Erzeugung einer Strahlungsrichtcharakteristik, die ausgeprägte Maxima und Nullstellen in bestimmter Richtung zeigt (sogenannte Leitstrahlfächer);
b) Drehung des Leitstrahlfächers mit bestimmter Geschwindigkeit und
c) Erzeugung bestimmter Signale und ihre Peilung.

Wie wird der sogenannte Leitstrahlfächer erzeugt? Eine auf einer ebenen horizontalen Fläche senkrecht aufgestellte Antenne, die mit konstanter Wellenlänge erregt wird, strahlt bekanntlich in allen Richtungen gleichmäßig. Auf einem Kreis mit der Sendeantenne als Mittelpunkt wird also überall gleiche elektrische bzw. magnetische Feldstärke durch ein Empfangsgerät festgestellt. Anders aber, wenn zwei Antennen im Abstand ϱ voneinander aufgestellt werden und wenn diese Antennen zudem noch, zwar mit der gleichen Frequenz, jedoch gegeneinander um den Winkel J phasenverschoben strahlen.

Die Richtstrahlcharakteristik einer solchen Antennenanordnung sehen wir uns einmal in Bild 10 an.

Oben ist links beginnend mit $\varrho = 0$ und jeweils um $^1/_8\,\lambda$ nach rechts weiter schreitend, der Abstand der beiden Sendeantennen voneinander, ihre sogenannte

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

„Richtbasis" aufgetragen. Für jede Zeile ist außerdem noch am linken Rand der Phasenwinkel J angegeben, um den sich die beiden Schwingungen, die im übrigen gleiche Amplituden besitzen, unterscheiden.

Wir erkennen, wenn wir Zeile um Zeile weitergehen, daß mit wachsendem Abstand der beiden Antennen voneinander eine immer feinere „Auffächerung" des Strahlungsdiagramms zustande kommt und daß diese „Auffächerung" des Strah-

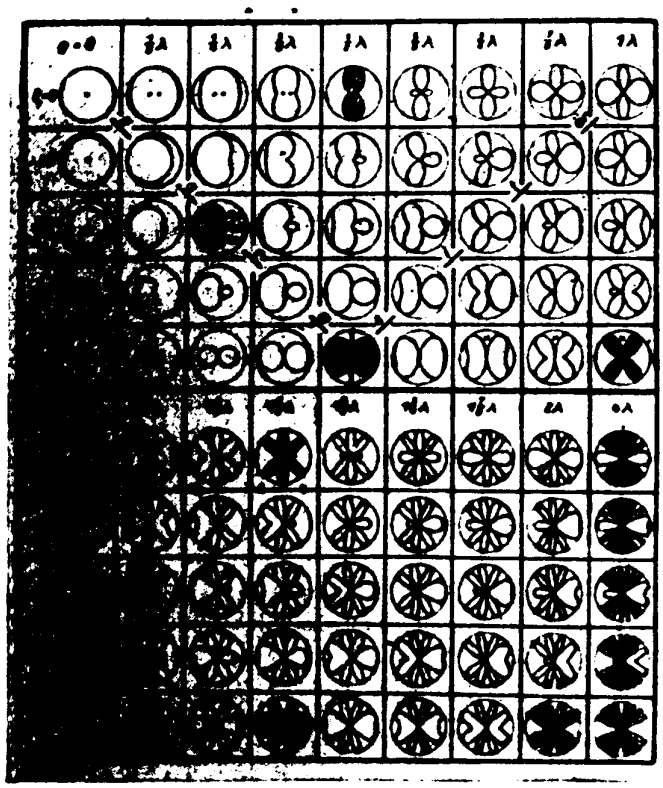


Bild 10

lungsdiagramms durch eine geeignete Phasenverschiebung der erregenden Spannungen beider Antennen charakteristische Formen annimmt.

Aus dieser Darstellung ersehen wir also bereits, daß die angegebene Funktion der Consolanlage, nämlich die Erzeugung einer Strahlungsrichtcharakteristik, so grundsätzlich lösbar ist. Ein praktisch ausgeführtes Beispiel der Auffächerung einer Strahlungscharakteristik zum „Leitstrahlfächer" zeigt Bild 11. Hier ist die Richtstrahlcharakteristik der Consol-Sendeanlage in Stavanger dargestellt, die eine Richtbasis der beiden Sendeantennen S_1 und S_2, d. h. also einen Antennenabstand von $\varrho = 5{,}758\,\lambda$, aufweist. Das Richtdiagramm ist so in eine Kreisfläche eingetragen, daß die an ihrem Umfang angegebenen Winkelgrade gestatten, die Lage der einzelnen Strahlungskeulen abzulesen. Das Richtdiagramm zeigt also die Feldstärke auf einem Kreisumfang in großer Entfernung von der Richtbasis. Der

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

mittlere Teil des Richtdiagramms in geringer Entfernung von den beiden Antennen ist nicht eingetragen, und zwar deshalb nicht, weil dort die Kurven maximaler Feldstärken Hyperbeln sind.

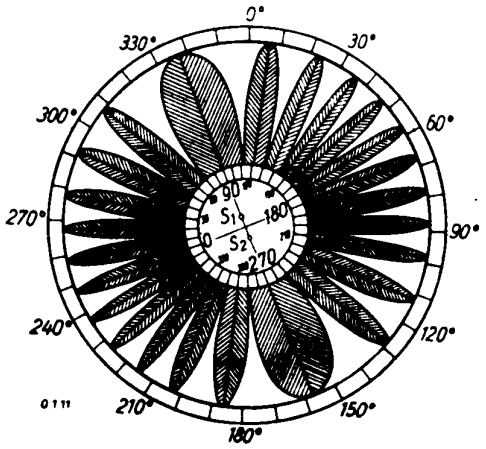


Bild 11

Bild 12 zeigt uns, daß wir als geometrischen Ort gleicher Phase für die von S_1 und S_2 eintreffenden Wellen, wie bereits schon ausgeführt, Hyperbelscharen be-

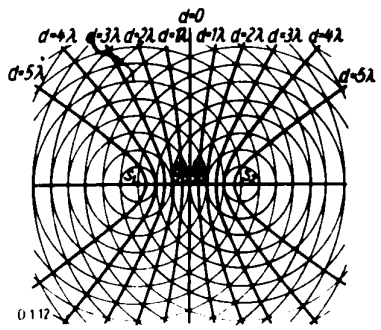


Bild 12

kommen, und zwar erhalten wir auf den mit $d = n \cdot \lambda$ gekennzeichneten Hyperbeln, wenn n geradzahlig ist, Maxima, und wenn n ungeradzahlig ist, Minima (d. h. Null). Tragen wir die Hyperbelscharen nun noch gleichzeitig mit dem Strahlungsfächer in ein Diagramm ein, dann ergibt sich eine Gesamtcharakteristik, die in Bild 13 zu sehen ist.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Sie ist hier für den Fall $\varrho = 6\lambda$ gezeichnet. Wir stellen also folgendes fest: **Maxima bzw. Minima der Feldstärke, die durch zwei konphas erregte Sendeantennen erzeugt werden, laufen längs Hyperbelscharen, die Hyperbelscharen können in großer Entfernung von der Richtbasis (also von den Antennen) durch ihre Asymptoten angenähert werden.**

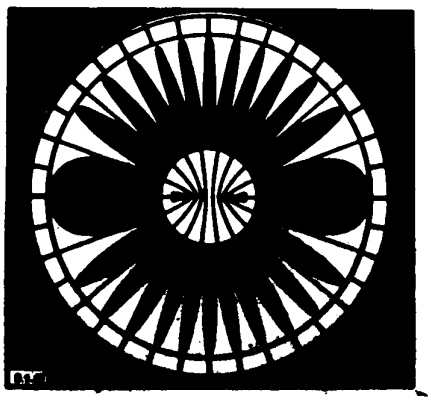


Bild 13

In Bild 14 sind die Hyperbeln und ihre Asymptoten eingetragen. Man erkennt in der Tat, daß mit größer werdendem Abstand von der Basis die Hyperbeln mit genügender Genauigkeit die Maxima bzw. Minima der Feldstärke liefern.

Damit haben wir die drei Einzelfunktionen, die die Arbeitsweise einer Consolanlage kenn-

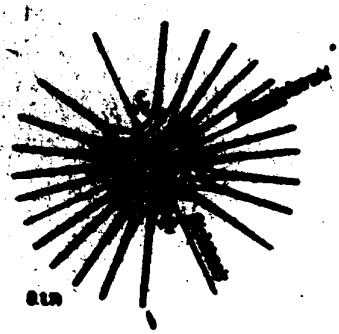


Bild 14

zeichnen, haben wir also den Vorgang a), nämlich die Erzeugung der Richtstrahlungscharakteristik (des Leitstrahlfächers), kennengelernt. Wir müssen nun noch dafür sorgen, daß b) die Drehung des Leitstrahlfächers in bestimmter Weise erfolgt und daß c) die von den beiden Sendeantennen S_1 und S_2 kommenden elektromagnetischen Wellen durch geeignete Signale getastet werden.

Um zunächst den Vorgang der Tastung zu erklären, nehmen wir einmal an, daß die beiden Antennen S_1 und S_2 nicht konphas, sondern mit einer gegenseitigen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Phasenverschiebung von 180° betrieben werden. Die von S_1 und S_2 ausgestrahlten Wellen unterscheiden sich dann also voneinander in der Phase um eine halbe Wellenlänge. Grundsätzlich erzeugen, wie wir wissen, zwei im Abstand aufgestellte, mit gleicher Frequenz erregte Antennen S_1 und S_2 ein elektromagnetisches Feld, das durch Hyperbeln gekennzeichnet ist. Auf diesen Hyperbeln haben die dort eintreffenden Schwingungen gleichen Phasenunterschied. Wird die gegenseitige Phase der Erregung der Antennen S_1 und S_2 verändert, dann muß sich dies auch in einer gleichen Phasenverschiebung der auf den Hyperbeln eintreffenden Wellen bemerkbar machen. Das bedeutet aber, daß auf den Hyperbeln, auf denen sich bisher die durch S_1 und S_2 erzeugten Feldstärken wegen Phasengleichheit gerade addiert haben, sie sich nunmehr (bei einer Phasenverschiebung von 180°) durch Subtraktion gerade auslöschen, wogegen umgekehrt auf den Hyperbeln, auf denen

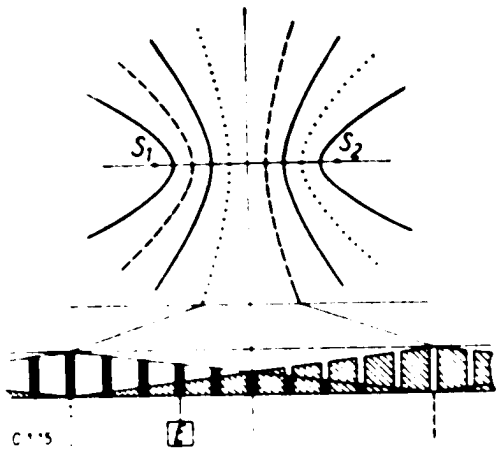


Bild 15

sich die Feldstärken bisher subtrahiert bzw. ausgelöscht hatten, nach der nun vorgenommenen Phasenverschiebung von 180° eine Addition der Feldstärken eintritt. Aus den Hyperbelscharen, auf denen also seither das Maximum der Feldstärke festzustellen war, sind nun „Nullhyperbeln" geworden und umgekehrt sind die seitherigen „Nullhyperbeln" zu „Maximumhyperbeln" geworden. Wenn man nun beide Antennen in einem Punkt Strich-Rhythmus um 180° ständig hin- und hertastet, dann wird also auf der einen Hyperbelschar eine Folge von Punkten und auf der anderen Hyperbelschar eine Folge von Strichen in einem auf der betreffenden Hyperbel aufgestellten Empfänger wahrnehmbar sein. Damit ist aber die von uns unter c) gestellte Forderung der Tastung erfüllt. Die beiden ineinanderliegenden Hyperbelscharen sind durch Punkte bzw. Striche gekennzeichnet.

In Bild 15 ist dies schematisch dadurch zum Ausdruck gebracht, daß die „Punkthyperbeln" punktiert und die „Strichhyperbeln" gestrichelt gekennzeichnet sind. Zwischen diesen Hyperbeln liegen natürlich Gebiete, in denen ein Übergang stattfindet, d. h. aber, daß die Hyperbelscharen, die genau zwischen einer Strich- und einer Punkthyperbel liegen, ein etwas schwächeres) Dauerzeichen erhalten. Das sind die Leitstrahlen. Auf der einen Seite dieser Leitstrahlenhyperbeln liegt das Gebiet des „Strichsektors" und auf der anderen Seite das Gebiet des „Punkt-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

sektors". Ein solches Gebiet zwischen einer Strich- und einer Punkthyperbel ist im unteren Teil des Bildes vergrößert herausgezeichnet.

Bewegt sich nun ein Empfänger z. B. von einer Punkthyperbel nach einer Strichhyperbel, also von links nach rechts, dann wird offenbar die Amplitude der Punkte, wie im Bild sichtbar, immer mehr abnehmen, während die Amplitude der Striche mehr und mehr zunimmt. Genau in der Mitte zwischen zwei solchen Hyperbeln, nämlich auf der Leitstrahlhyperbel, haben die Striche und Punkte gleiche Amplituden und man erhält im Empfänger also ein Dauertonzeichen.

Wenn man nun umgekehrt den Richtstrahlfächer sich drehen läßt und während eines bestimmten Drehwinkels des Fächers und damit also auch der einzelnen Strahlungskeulen eine festgelegte Anzahl von Strich-Punkt-Zeichen tastet, dann läßt sich durch Auszählen der Punkte und Striche die Lage des Empfängers zwi-

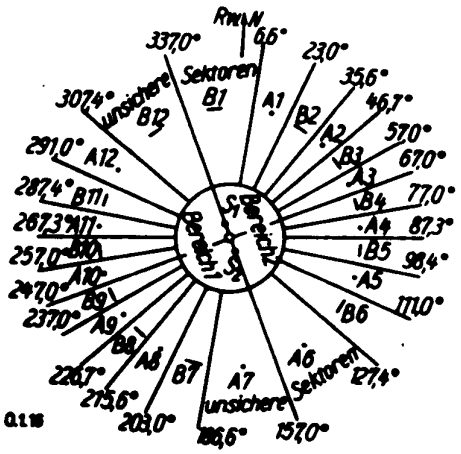


Bild 16

schen der Strich- bzw. Punkthyperbel mit großer Genauigkeit feststellen. Wenn bei einem angenommenen Beispiel sich der Empfänger bei E befindet und sich der Leitstrahlfächer nun bewegt und gleichzeitig die Strich-Punkt-Kombination (durch Phasenumtastung) sendet, dann gibt die Anzahl der Punkte bzw. Striche den Abstand von der Leitlinie an. Die Gesamtzahl aller Striche und Punkte muß immer konstant sein, da während einer Drehung des Richtstrahldiagramms eine festgelegte Anzahl von Strich-Punkt-Signalen gegeben werden, die je nach Lage des Empfängers E als Punkte oder Striche wahrgenommen werden. Es sei darauf aufmerksam gemacht, daß Bild 15 die Verhältnisse nur insoweit wiedergibt, wie es zur Erklärung des Vorgangs notwendig ist.

In Bild 16 ist die wirkliche Lage des Leitstrahlfächers des Consolfeuers von Stavanger eingetragen. Außerdem ist die Lage der einzelnen Sektoren durch Striche bzw. Punkte gekennzeichnet und dabei gleichzeitig eine Durchzählung für die Punktsektoren von A_1 bis A_{12} und für die Strichsektoren von B_1 bis B_{12} vorgenommen. Innerhalb der einzelnen Sektoren läßt sich also die Lage des Empfangsgeräts in der beschriebenen Weise durch Auszählen der Striche bzw. Punkte genau bezeichnen. Die Genauigkeit ist in den einzelnen Sektoren insofern etwas ver-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

schieden, als diese verschiedene Breiten, ausgedrückt in Winkelgraden, besitzen. Der zeitliche Zusammenhang zwischen der Drehung des Leitstrahlfächers und der Aussendung der Strich-Punkt-Zeichen ist dadurch gegeben, daß z. B. bei den deutschen Consolanlagen die Phase der Sendeantenne S_1 bzw. S_2, die zunächst 180° beträgt, um je drei Grade in der Sekunde für S_1 vor- bzw. für S_2 zurückgeschoben wird. Die Phasen nähern sich also um 6° je Sekunde und sind somit nach 30 s einander gleich. Das bedeutet aber, wie wir wissen, daß in 30 s der Leitstrahlfächer sich über die Winkelbreite eines vollen Sektors (entsprechend 180° Phasenverschiebung in S_1 und S_2) bewegt. Während dieser Zeit von 30 s werden 30 Strich-

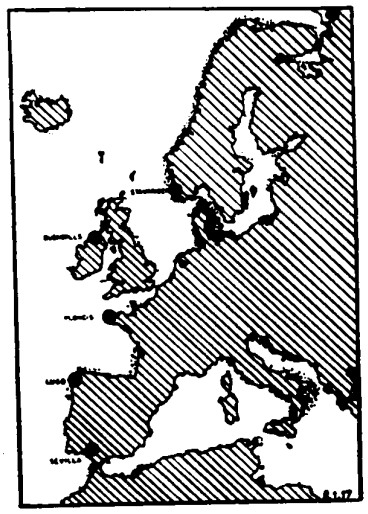


Bild 17

Punkt-Signale gegeben. Dadurch ist also der notwendige und auszählbare Zusammenhang gegeben. Das Strich-Punkt-Zeichen ist zeitlich so eingeteilt, daß die Dauer eines Punktes $^1/_4$ s und die Dauer des Striches $^3/_4$ s in Anspruch nehmen.

Schließlich wollen wir uns noch durch Bild 17 über die Lage der in Europa vorhandenen Consolanlagen unterrichten. Wie aus Bild 17 zu erkennen ist, befindet sich eine Anlage in Stavanger, eine in Schottland, eine weitere an der französischen Küste und zwei Anlagen in Spanien. Jede Anlage sendet vor Beginn des Punkt-Strich-Zeichens ihre Kennung in Form eines Morsezeichens mit Hilfe einer dritten, zwischen S_1 und S_2 liegenden Antenne aus, dann beginnt über S_1 und S_2 die Strich-Punkt-Tastung durch Phasenschaltung von 180° und gleichzeitig die stetige Drehung der Leitstrahlcharakteristik durch stetige Phasendrehung der Ströme in S_1 und S_2 mit Hilfe eines Goniometers. Das Consolverfahren wurde in Deutschland während des Krieges aus dem Elektra-Peil-Verfahren entwickelt, es hat sich vor allem über See für Tagesreichweiten bis zu 1500 km und für Nachtreichweiten bis zu 2500 km bewährt. Vor den anderen Verfahren hat

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

es vor allem den Vorzug, daß es mit einem einfachen Empfangsgerät auskommt, das auf jedem Weitstrecken-Verkehrsmittel vorhanden ist.

Mit der Besprechung der grundsätzlichen Wirkungsweise des Decca-, des Loran- und des Consolverfahrens haben wir drei charakteristische Vertreter von Hyperbelverfahren kennengelernt. Alle drei Verfahren waren an Hand unserer eingangs besprochenen Aufgliederung in der Gruppe der Anlagen, die für die Fernstrecke bestimmt sind, eingetragen worden.

Die Peilung

Es sollen nun, bevor zu den Verfahren der Funkmeßtechnik übergegangen wird, einige Prinzipien der Peilung und dabei zunächst ein solches mit einem sehr ein-

Bild 18

fachen Gerät zur Sprache kommen, das fast so alt ist wie unsere praktische Funktechnik selbst: es ist gemeint der allen wohlvertraute einfache Peiler.

Bild 18 zeigt die Ausführungsform eines Peilers, nämlich den Drehrahmenpeiler. Er ist die einfachste Form einer Ortungseinrichtung und verdankt seine Einfachheit zum ersten einer viele Jahrzehnte langen Entwicklung und zum zweiten der Forderung, das Ortungsgerät so einfach wie möglich zu machen. Bekanntlich gibt es eine Reihe der verschiedensten Ausführungsformen von Peilern, z. B. Peiler mit Goniometer, Kreuzrahmenpeiler, man kann auch nach der Anzeige unterscheiden, die z. B. mit einem Isntrument, das die Ablage von der Nullrichtung direkt anzeigt, erfolgen kann, etwa zur Anwendung als Zielfluggerät; man kann ihn auch als Watson-Watt-Peiler in Verbindung mit der Anzeige auf einem Braunschen Rohr benutzen. Mit anderen Worten: wir können ihn bei Bedarf sehr einfach und, wenn zur Erzielung einer Verbesserung seiner Eigenschaften ein höherer Aufwand tragbar ist, komplizierter ausführen.

Mit diesen Problemen wollen wir uns aber an dieser Stelle nicht befassen. Wir wollen hier vielmehr einmal untersuchen, wo die Grenzen der Peilung mit Peilern liegen und die Frage beantworten, wie wir diese Grenze möglichst weit hinausschieben können. Wir wissen alle, daß man die Lage eines strahlenden Hoch-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

frequenzsenders mit Hilfe des Rahmenpeilers feststellen kann, indem man die Rahmenfläche so dreht, daß die Spannung am Rahmen ein Maximum wird. Dann weist die Rahmenfläche in Richtung des Senders oder noch besser: man wendet die Minimumpeilung an, d. h., man dreht den Rahmen so weit, bis an seinen Klemmen ein Minimum der Empfangsspannung auftritt. So ist die Richtungsbestimmung sicherer und genauer durchzuführen. Auf jeden Fall aber werden wir eine Grenze der Peilmöglichkeit finden, die zunächst durch die im Rahmen induzierte Spannung gegeben ist. Sie können wir natürlich durch Anwendung von Verstärkern hinausschieben, doch setzt dieser Möglichkeit schließlich das Rauschen eine Grenze.

Die erste Grenze liegt also dort, wo das Nutz/Störleistungsverhältnis einen bestimmten Wert unterschritten hat, so daß es also nicht mehr möglich ist, das Nutzsignal aus dem Störpegel herauszuheben. Die Störungen können natürlich von außen, aber auch vom Gerät selbst kommen und hier ist uns eine absolute Grenze durch das Innenrauschen der Peileranordnung, durch das Wärmerauschen und durch das Rauschen des verwendeten Verstärkers gegeben. Natürlich liegt diese Grenze sehr niedrig, und man ist heute von ihr nicht mehr sehr weit entfernt.

Zu diesen Rauschstörungen treten aber noch die von außen kommenden Störungen hinzu. Beiden kann man natürlich beikommen, indem man das Nutz/Störverhältnis durch Vergrößerung der Sendeleistung verbessert. Wir sehen also: Von dieser Seite aus beherrschen wir die Verhältnisse noch recht gut. Eine zweite Grenze ist uns aber leider, zumindest was die Genauigkeit anbelangt, dadurch gegeben, daß bei großen Entfernungen zwischen Sender und Peilereinrichtung die Wellen nicht mehr genau geradlinig vom Sender zum Empfänger laufen. Das tun sie insbesondere dann nicht, wenn sie sich über ein Medium bewegen, das die Grenze von Flächen verschiedener elektrischer bzw. magnetischer Eigenschaften darstellt. Solche Grenzen sind z. B. durch den Übergang Land–See gegeben, also durch die Küsten. Aber auch durch einen anderen Übergang elektrischer Art, nämlich dadurch, daß ein Teil der vom Sender ausgestrahlten Sendeenergie als elektromagnetische Welle auf die Ionisationsschicht, die Heavisideschicht zuläuft, dort gebeugt wird und so also aus einer anderen Richtung zum Peiler gelangt. Solche Einflüsse bewirken Fehlweisungen der Peiler. Ein einfaches Diagramm in Bild 19 gibt uns hierüber zunächst einmal einen Aufschluß. In diesem Bild sind die Feldstärken am Empfangsort über der Entfernung aufgetragen, und zwar in Abhängigkeit von der Frequenz der Sendewellen und aufgeteilt nach Ionosphärenwellen (starke Kurve) und der Bodenwelle auf See für verschiedene Frequenzen und für 1 kW Sendeleistung.

Die gestrichelte Kurve würde man erhalten, wenn unsere Erde eine Kugel mit unendlich guter Leitfähigkeit darstellen würde. In dem Bild ist die Kurve für die Ionosphärenwelle so definiert und aufgezeichnet, daß sie Feldstärken angibt, die nur während 5% der Zeit erreicht bzw. überschritten werden. Eine solche Definition muß man bei einer Fehlerbetrachtung aus bestimmten Gründen wählen.

Aus einer kurzen Überlegung erkennt man, daß eine Auswertung der Ionosphärenwellen zur Peilung eine Fehlweisung ergeben würde. Die Ionosphärenwelle, die von einer etwa 100 km über der Erde verlaufenden Schicht kommt, trifft nämlich nicht allein aus einer anderen Richtung als die Bodenwelle ein, sondern sie ist vor allem auch anders polarisiert, so daß auch bei ihrer Auswertung zur Peilung eine Fehlmessung zustande kommen würde.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Bekanntlich überwiegt in geringer Entfernung vom Sender die Bodenwelle ganz erheblich und dort ist also die Gefahr einer Fehlweisung durch die Ionosphärenwelle nicht vorhanden. In großer Entfernung liegen dagegen andere Verhältnisse vor, wie uns Bild 20 gezeigt hat. Bereits in einer Entfernung von 100 bis 200 km

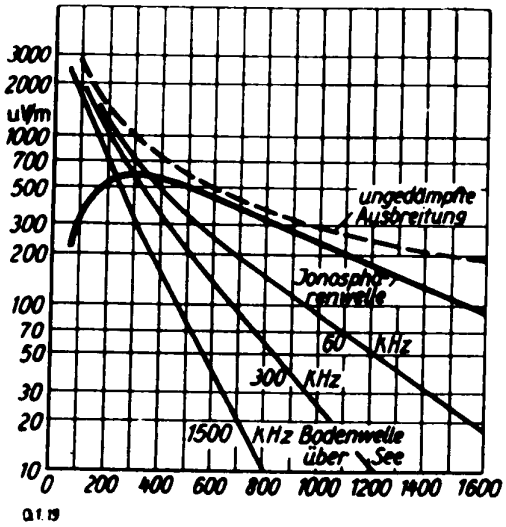


Bild 19

macht sich die Ionosphärenwelle bemerkbar, d. h. aber, daß mit dem einfachen Rahmenpeiler als einem sehr zuverlässigen und außerordentlich einfachen Peilmittel nur über Entfernungen bis etwa 200 km gearbeitet werden kann. Peilungen,

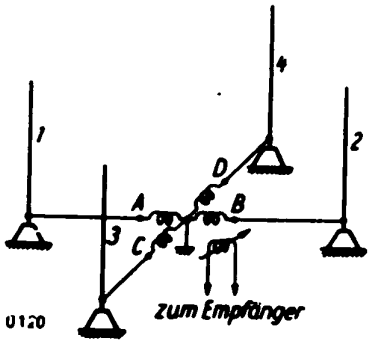


Bild 20

die über eine solche Entfernung hinausgehen, haben nur bei Tag die erforderliche Zuverlässigkeit, wobei zu bemerken ist, daß in unseren Breiten im Winter nur während weniger Stunden eine „ionosphärenfreie Peilung" möglich ist.

Was kann man nun tun, um dieser Schwierigkeiten Herr zu werden? Es ist interessant, zu wissen, daß bereits zur Zeit des ersten Weltkrieges ein Nichtfachmann, nämlich ein englischer Apotheker namens *Adcock*, der zum Wehrdienst ein-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

denwelle ganz
Ionosphäre
e Verhältnisse
00 bis 200 km

berufen, als Funker eingesetzt war, eine Lösung vorschlug. Sie wird, wenn auch mit gewissen Verbesserungen, im Prinzip auch heute noch verwendet, und die nach seinem Prinzip gebauten Antennengebilde werden ihm zu Ehren als Adcock-Antennen bezeichnet. Der grundsätzliche Gedanke ist schematisch in Bild 20 dargestellt. Nach dem bereits Gesagten läuft die Aufgabe einer Richtungsmessung ohne Fehlweisung darauf hinaus, nur die vertikale Komponente des elektrischen Feldes zu messen. Horizontale Komponenten dürfen in dem Antennensystem keine Spannungen bzw. Ströme hervorrufen. In der Antennenanordnung nach Bild 21, die aus vier senkrecht stehenden Antennenmasten besteht, werden in den Goniometerspulen $A-B$ dann Ströme fließen, wenn der zu peilende Sender in der Richtung $1-2$ liegt.

Liegt der Sender in einer anderen Ebene, dann werden auch die Goniometerspulen $C-D$ einen entsprechenden Strom führen. Das resultierende Feld, das durch die Spulen A, B, C, D erzeugt wird, besitzt eine Richtung, die durch die bewegliche, im Bild mit einem Pfeil gekennzeichnete Spule leicht ermittelt werden

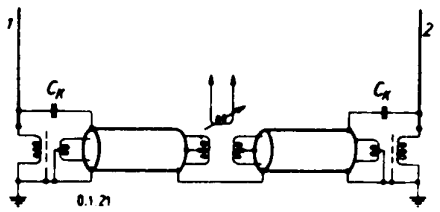


Bild 21

n einfachen
achen Peil-
. Peilungen,

kann und die der Fortpflanzungsrichtung der vertikalen Komponente des elektrischen Feldvektors der elektromagnetischen Welle entspricht. Diese Anordnung hat aber leider den Nachteil, daß bei einem Schrägeinfall der Wellen auch die Verbindungsleitungen der Antennen *1*, *2*, *3*, *4* eine Spannung in den Spulenzweigen *A*, *B*, *C*, *D* induzieren. Man hat deshalb zunächst versucht, die Verbindungsleitungen soweit als möglich unter der Erde zu verlegen. Das führte aber noch zu keinem befriedigenden Ergebnis, da die Erde keine absolute Abschirmung gewährleistet.

Man ging deshalb, wie Bild 21 zeigt, so vor, daß man eine Verbindung durch Kabel herstellte und durch Übertrager die im Antennenfußpunkt eingebaut sind, dafür sorgte, daß eine magnetische Kopplung bei nahezu völliger kapazitiven Entkopplung des Goniometersystems erreicht wurde.

In Bild 21 ist die Anordnung im Schnitt durch die beiden Antennen *1—2* zu sehen, die mittleren Spulen sind zwei der Teilspulen des Goniometers, die drehbare Spule ist wieder durch einen Pfeil gekennzeichnet. Es ist leicht einzusehen, daß man nun ein solches Antennensystem auch unter Benutzung von drei, vier oder mehr Antennen aufbauen kann, und zwar zeigt eine etwas eingehendere Untersuchung, daß man bei Zulassung eines gleichen Peilfehlers die Basis der Antennen (also deren Abstand voneinander) verglichen mit der verwendeten Wellenlänge um so mehr vergrößern kann, je mehr Antennen man benutzt.

orderliche
inter nur

n? Es ist
ichtfach-
ienst ein-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Es werden deshalb bei neuen Adcock-Peilern, die besonders mit kurzen Wellenlängen arbeiten, sechs Einzelantennen verwendet, die in der gleichen Weise wie in Bild 21 gezeigt, mit dem Goniometer verbunden werden, das nun eine größere Anzahl von Einzelspulen trägt.

In jüngster Zeit hat ein sehr interessantes Verfahren besonders für die Kurzwellenpeilung im Dezimetergebiet eine gewisse Vollkommenheit erreicht. Dieses zeichnet sich durch besonders einfache technische Formen der Antennensysteme und günstige elektrische Daten aus. Es handelt sich um ein Verfahren, das von der sogenannten

Wendelantenne

Gebrauch macht.

Der prinzipielle Aufbau einer Wendelantenne ist in Bild 22a dargestellt. Die Speiseleitung, die z. B. durch ein Koaxialkabel gebildet sein kann, ist mit ihrer

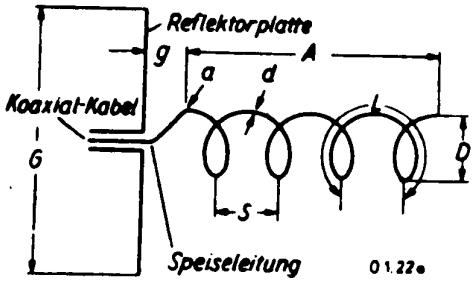


Bild 22a

Hülle an eine ebene metallische Reflektorplatte angeschlossen, während die Koaxialkabelseele mit dem einen Ende der Wendelleitung verbunden wird.

Die eingespeiste Welle läuft über die Wendel der Wendelantenne mit Phasengeschwindigkeit und wird an ihrem Ende reflektiert, wodurch sich stehende Wellen auf der Wendel bilden, deren Maxima bzw. Minima sich durch Messung bestimmen und durch Rechnung ermitteln lassen. Die einzelnen Wendelschleifen sind auf Grund des geometrischen Aufbaus der Wendel miteinander elektromagnetisch verkoppelt, dadurch haben die Extremwerte von Strom bzw. Spannung auf der Wendel die Tendenz, sich zu „gruppieren", und zwar so, daß sie parallel zur Achsrichtung auf der Wendel „aufgereiht" liegen.

Da die durch die Verkopplung der Wendelwindungen erzwungene Lage der Strom-Maxima bzw. -Minima nur durch eine entsprechende Phasengeschwindigkeit der Welle erreicht werden kann, wird diese durch die Verkopplung des Systems in gewissen Frequenzgrenzen erzwungen. Es lassen sich, ähnlich wie in Hohlleitern, durch ein geeignetes Verhältnis von Wellenlänge zum Wendeldurchmesser bzw. Steigung der Windungen verschiedene Gruppen von Wellentypen erregen, von denen zwei besonders bemerkenswert sind. Die eine Gruppe erzeugt ein Strahlungsdiagramm senkrecht zur Wendelachse, also ein Rundstrahldiagramm, mit je nach dem angegebenen Verhältnis elliptischer zirkular- oder auch linear-parallel zur Wendelachse polarisierter Strahlung.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Die zweite Gruppe besitzt eine Hauptstrahlungskeule, die mit der Wendelachse zusammenfällt. Dieser Wellentyp ist also offenbar für die Erzeugung von gebündelten Richtstrahlungsdiagrammen besonders geeignet.

Ohne daß an dieser Stelle auf die theoretischen oder experimentellen Ergebnisse im einzelnen eingegangen werden soll, sei aber als Besonderheit vermerkt, daß es mit solchen Wendelantennen möglich ist, über einen relativen Frequenzbandbereich von etwa 1 : 2 eine nahezu unveränderte Form der Hauptstrahlungskeule zu erhalten.

In Bild 22b soll dies gezeigt werden. Dieses Bild zeigt das Richtdiagramm einer Wendelantenne, aufgenommen für verschiedene Frequenzen. Man sieht, daß das 1. Richtstrahlungsdiagramm in der 1. Zeile für eine Frequenz von 272 MHz sich

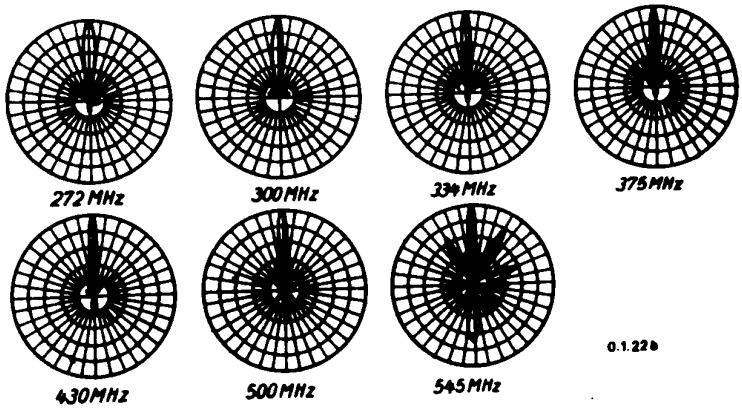


Bild 22b

bezüglich der Hauptkeule von den folgenden mit höherer Frequenz bis zu 500 MHz (2. Diagramm in der 2. Zeile) aufgenommene Richtstrahldiagramm nur wenig unterscheidet.

Mit solchen Wendelantennen ist also die Möglichkeit gegeben, Breitbandstrahleinrichtungen mit nahezu unveränderter Hauptstrahlungscharakteristik zu bauen.

Eine Verbesserung der Richtwirkung der Hauptstrahlungskeule läßt sich auch hier durch Zusammenfassen von mehreren Wendelstrahlern zu Strahlergruppen erreichen. Bild 22c zeigt eine solche Strahlergruppe, bestehend aus zwei Wendelantennen. Die Bündelungsschärfe steigt mit wachsender Länge der Wendelantenne. Natürlich lassen sich solche Wendelantennen zur Vergrößerung ihrer Bündelungsschärfe in Parabolspiegel oder in Hornstrahler einbauen. Besonders bemerkenswert bei der Wendelantenne und deren Strahlergruppen ist die Erscheinung, daß auch ihr Anpassungswiderstand über einen relativ großen Frequenzbereich entsprechend etwa dem Bereich für gleiche Strahlungskeulen nahezu konstant bleibt.

Außerdem ist die Wendelantenne eine Antenne, mit der in einfachster Weise zirkular polarisierte Strahlungsfelder über ein relativ großes Frequenzband erzielt

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

werden können. Eine Kombination zweier zirkular polarisierter Wellen, deren Drehsinn entgegengesetzt ist, läßt durch geeignete Phasenverschiebung sogar zu, die Hauptkeule des Richtdiagramms leicht in ihrer Richtung zu verschieben.

Auf Grund ihrer neuartigen Eigenschaften wird die Wendelantenne sich zweifellos in der Zukunft neue Anwendungsgebiete in der Peiltechnik für Dezimeter- und Zentimeterwellen erobern, und es ist auch aus diesem Grunde angezeigt, auf sie besonders hinzuweisen.

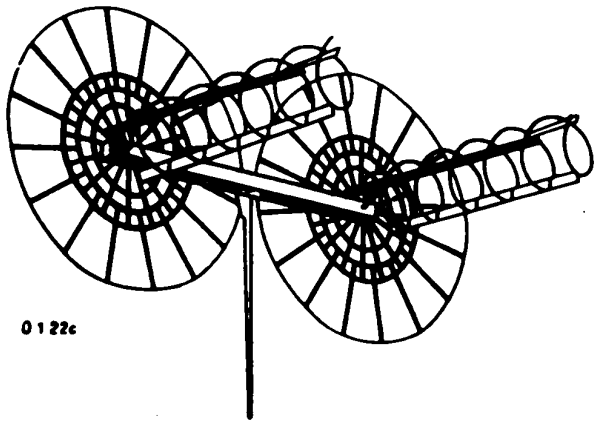


Bild 22c

Start und Landung

Nach diesen Ausführungen soll das spezielle Gebiet des Adcock-Peilers verlassen werden, wenden wir uns einmal einigen grundsätzlichen Gedanken zu, die sich [illegible] mit der Navigation auf der Landstrecke beschäftigen.

Es wird jedermann einleuchten, daß bei den hohen Geschwindigkeiten, die die modernen Luftfahrzeuge entwickeln, insbesondere in der Nähe von Flugplätzen und vor allem beim Landen selbst, bei der großen Verkehrsdichte moderner Flugplätze besondere Maßnahmen und Einrichtungen erforderlich sind, um eine sichere Landung bei unsichtigem Wetter und bei Nacht zu gewährleisten. Einige Zahlen mögen zeigen, welche grundsätzliche Bedeutung das hier angeschnittene Problem besitzt.

Im Jahr 1953 hatten die drei Flugplätze im Londoner Raum 80000 „Bewegungen" allein im zivilen Luftverkehr zu verzeichnen. Das bedeutet also durchschnittlich jede sechste Minute einen Start oder eine Landung. In Frankfurt (Main) wurden, im Durchschnitt von 24 h gerechnet, jede zwölfte Minute ein Start oder eine Landung durchgeführt. Das sind Durchschnittszahlen; in Wirklichkeit drängen sich natürlich die Bewegungen zu bestimmten Tageszeiten erheblich zusammen, so daß normalerweise auch heute noch aus Sicherheitsgründen gleichzeitig nur auf einer der vorhandenen Landebahnen stattfindenden Start- und Landebewegungen durch die Bedingungen der scharfen Einhaltung eines bestimmten Zeitplanes festgelegt sind.

Um den so vorgesehenen Zeitplan zu realisieren, muß sich nicht allein die Landung und der Start nach vorgegebenen Regeln vollziehen, sondern es muß auch

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

schon auf der Flugstrecke selbst die Einhaltung einer genau festgelegten Ankunftszeit des sogenannten ETA (Estimated Time of Arrival) vorbereitet werden.

Es ist also erforderlich, daß die einzelnen Maschinen nicht nur nach Höhe und Abstand gestaffelt ihre Strecken nach einem vorgeschriebenen Plan zurücklegen, sondern es muß auch vom Boden her eine Kontrolle der Lage der Maschinen stattfinden und andererseits dem Piloten die Möglichkeit gegeben werden, die Landebahn von etwa 25 km Entfernung ab auf einer für ihn sinnfällig vorgezeichneten „Landestraße" zu erreichen.

Die Landeverfahren, die zu diesem Zweck ausgearbeitet wurden, sind sehr umfangreich und es sollen an dieser Stelle nur einige kurze Hinweise gegeben werden, die an Hand von Bild 22 erläutert werden sollen.

Das Flugzeug, das in Bild 22 rechts oben zu sehen ist und sich, geführt durch Navigationshilfen, dem Flugplatz nähert, überfliegt zunächst zwei kleine Richtfunk-

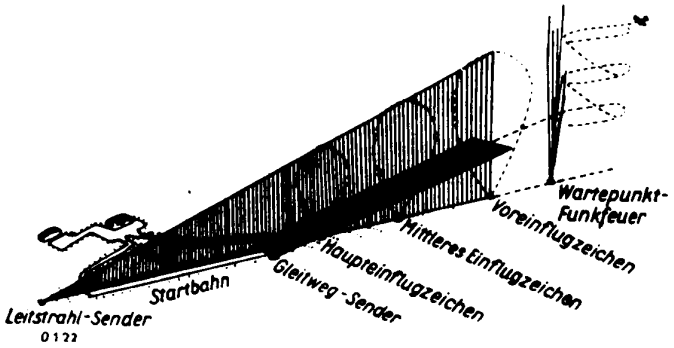


Bild 22

feuer, die in bestimmten Abständen vor der Landebahn dem Piloten beim Überfliegen den notwendigen Hinweis über seine Entfernung von der Landebahn geben. Die weitere Bewegung auf der Landestraße wird dem Piloten dadurch angezeigt, daß er beim „Instrumentenlandeverfahren" durch Rechts- bzw. Linksausschlag des Zeigers eines Instrumentes und auch durch den Ausschlag des Zeigers eines weiteren Instrumentes mit der Angabe „zu hoch" oder „zu tief" darüber unterrichtet wird, inwieweit er auf der sogenannten verlängerten „Anfluggrundlinie" fliegt oder in welcher Koordinatenrichtung er abgewichen ist. Durch einen solchen Instrumentenpflug ist es also dem Piloten auch möglich, die Landebahn bei unsichtigem Wetter oder bei Nacht richtig anzufliegen.

Die Luftstraße wird durch einen „Gleitwegsender", der in Bild 22 angedeutet ist, markiert. Er erzeugt im Raum eine solche Strahlungscharakteristik und besitzt außerdem eine solche Tastung, daß die Instrumentenbetätigung in der angegebenen Weise bei Flugabweichungen erfolgt.

Im Bild sieht man dann, daß bei der Bewegung auf dem Gleitweg der Pilot zunächst ein Voreinflugzeichen, dann ein mittleres Einflugzeichen und schließlich das Hauptein flugzeichen vorfindet, die ihm in bestimmten Abständen von der

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Landebahn eine Entfernungsmarkierung vermittelt. Wir sehen in etwas anderer Darstellung ein Schema des Instrumente-Landeverfahrens in Bild 22.

Über den einzelnen Punkten des „befeuerten" Weges sind die Anzeigen der Kreuzzeigerinstrumente dargestellt, die dem Piloten unmittelbar eine Anweisung

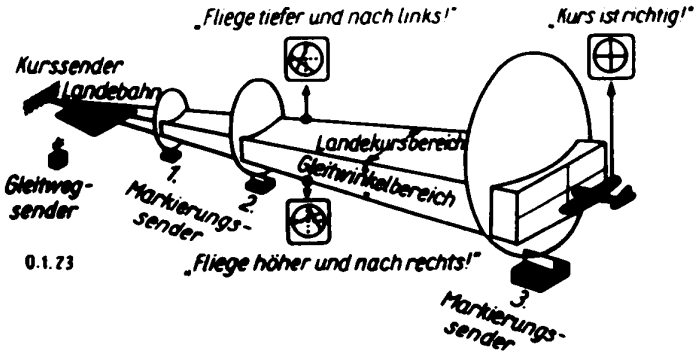


Bild 23

geben, in welcher Koordinatenrichtung er zu fliegen hat, um die bestehende Flugabweichung zu korrigieren. Man erkennt in der Mitte des Bildes oben die An-

Bild 24

weisung: „Fliege tiefer und nach links" und entgegengesetzt darunter die Anweisung: „Fliege höher und nach rechts."

Die Erzeugung der gewünschten Strahlungscharakteristik mit entsprechender Tastung kann grundsätzlich auf verschiedene Weise erfolgen, z. B. dadurch, daß eine Anordnung, die in Bild 24 dargestellt ist, verwendet wird. Sie besteht aus

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

drei Antennen, und zwar einer mittleren Sendeantenne und zwei getasteten Reflektorantennen. Die Tastung erfolgt so, daß bei Abweichung das eine oder andere Zeichen im Empfangsgerät erscheint und bei richtigem Flug verschwindet, in einer Weise, wie wir dies bereits bei einem anderen Verfahren kennengelernt haben.

Es ist nicht möglich, hier auf weitere Einzelheiten der Instrumente-Landeverfahren einzugehen. Bild 25 zeigt aber doch noch einen Einblick in den Pilotenraum einer Maschine der Swiss Aire (Typ DC 6), der einen kleinen Eindruck über die Vielfalt der Instrumente und Einrichtungen in einem modernen Flugzeug vermittelt. Man muß zugeben, daß bei der wohl nicht ganz bescheidenen Anzahl von Instrumenten der Pilot den Wunsch hat, die Ablesung durch Kombinations-

Bild 25

instrumente, die zusammengehörige Funktionen anzeigen, erleichtert zu sehen. Diese Tendenz ist auch bei neuen Entwicklungen weitgehend zu beobachten.

Nachdem wir uns nunmehr also in kurzen Zügen auch mit einigen Gedankengängen des Instrumenteflugs beschäftigt haben, wollen wir zum letzten, und vielleicht nicht uninteressantesten Gebiet übergehen, nämlich der Anwendung der Funkmeßtechnik in der Luft- bzw. Seefahrt.

Funkmeßtechnik oder Radartechnik

Die Funkmeßgeräte oder Radargeräte, wie sie besonders im angelsächsischen Sprachgebrauch genannt werden, stellen normalerweise, wie wir leicht an Hand unserer eingangs gezeigten Aufstellung feststellen können, eine Verbindung der beiden Grundprinzipien dar, nämlich der Rückstrahltechnik und der Peiltechnik. Sie sind deshalb dort in der mittleren Spalte als Kombination von I und II eingetragen.

Das Wort Radar als eine Abkurzung für „radio detecting and ranging", d. h. als Abkürzung für „Funkermittlung und Richtungsbestimmung", gibt uns schon den Hinweis, was sich diese Technik zur Aufgabe gemacht hat.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Die ersten Versuche, mit Hilfe von (noch durch Funkenstrecken erzeugten) elektromagnetischen Wellen Gegenstände ausfindig zu machen und die Lage dieser Gegenstände zu bestimmen, gehen schon auf die Anfangszeit der praktischen Funktechnik zurück, und es ist nicht uninteressant zu wissen, daß ein solcher Vorschlag, wie uns das Bild 26 zeigt, bereits in einem dem deutschen Ingenieur *Hülsmeyer* erteilten deutschen Patent vom 30. April 1904 niedergelegt ist, das sich auf ein „Verfahren, um entfernte metallische Gegenstände mittels elektrischer Wellen einem Beobachter zu melden", bezieht. In diesem Patent sind schon die wesent-

Bild 26

lichen Gedanken einer Funkortung niedergelegt. Dieses von *Hülsmeyer* auch in England angemeldete Patent zeigt, wie es in der Beschreibung der Patentschrift heißt, „einen mit dem Apparat versehenen Dampfer, der ein fremdes Schiff drahtlos sieht". Die Beschreibung enthält damit auch schon einen wesentlichen Teil des Grundgedankens unserer in der Schiffahrt heute benutzten sogenannten Kollisionsschutzgeräte, deren Aufgabe es ist, Schiffszusammenstöße auch bei unsichtigem Wetter auszuschließen. Doch fehlte dem Patent der beim damaligen Stand der Technik auch nicht zu erwartende wesentliche Grundzug moderner Ortungsgeräte, nämlich die durch die Errungenschaften der Röhrentechnik erst möglich gewordene Anwendung sehr kurz andauernder Impulse und sehr kleiner Wellenlängen.

Die sogenannte Funkmeßtechnik, mit der wir uns befassen wollen, ist in unserer Tafel 1 als Rückstrahltechnik bezeichnet. Diese Bezeichnung weist schon auf das Prinzip, das bei der Funkmeßtechnik bzw. Radartechnik Verwendung findet, hin.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

recken erzeugt
nd die Lage die
praktischen Fun
ein solcher V
n Ingenieur *Hul*
t ist, das sich au
lektrischer Welle
chon die wesent

Es wird ein Impuls einer elektromagnetischen Welle möglichst stark gebündelt in Richtung auf den zu ortenden Gegenstand gestrahlt. Der hochfrequente Wellenzug wird an dem Gegenstand reflektiert, und ein Teil bewegt sich dann, wenn also auch stark geschwächt, zum Ausgangspunkt zurück. Aus der Zeit, die zwischen dem Abgang des Impulses und seinem Wiedereintreffen nach der Reflexion vergeht, läßt sich mit Hilfe der Fortpflanzungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen die Entfernung des Gegenstandes bestimmen.

Die Strecke nach einem in einer Entfernung von z. B. 1,5 km befindlichen Gegenstand und zurück wird also die ausgestrahlte elektromagnetische Welle in $2 \cdot 1{,}5/300000 = 1/100000$ s $= 10\ \mu$s zurücklegen. Stellt man die Forderung, daß die Bestimmung der Entfernung mit einer Genauigkeit von wenigstens ± 30 m erfolgt, dann bedeutet das zudem, daß die Messung dieser an sich schon sehr kurzen Zeit mit einer Genauigkeit von $\pm 0{,}10\ \mu$s zu erfolgen hat und also etwa in der Größenordnung von nur rd. 0,1 μs liegen sollte. Das sind, wie man sieht, sehr hohe Forderungen, die aber die heutige Technik ohne übertriebenen Aufwand bereits ohne Schwierigkeiten zu meistern in der Lage ist. Neben dieser Forderung für eine kurze Impulsdauer tritt aber noch eine andere, nämlich die Forderung nach einer sogenannten guten Nahauflösung. Für moderne Geräte, besonders für Schiffsradargeräte, wird verlangt, daß auch noch Gegenstände, die z. B. in nur 15 m Entfernung gelegen sind, noch erkennbar werden. Das bedeutet, daß das Ende des Impulses von der Senderanordnung bereits ausgesandt sein muß, noch bevor der Anfang des Impulses nach der Reflexion wieder eintrifft. Während 0,1 μs legt aber die elektromagnetische Welle eine Strecke von 30 m zurück, die geringste feststellbare Entfernung, die sogenannte Nahauflösung, würde also im vorliegenden Fall 15 m betragen. Es wird also von einem modernen Funkmeßgerät verlangt, daß es

1. eine gute Nahauflösung besitzt, außerdem soll es
2. noch die Richtung, in der sich der auszumessende Gegenstand befindet, genau ermittelt werden. Es ist also eine genaue Richtungsbestimmung erforderlich. Diese beiden Forderungen lassen sich heute weitgehend erfüllen. Mit modernen Geräten ist es beispielsweise möglich, Gegenstände in der Größenordnung einer Ente auf eine Entfernung von einigen Kilometern festzustellen und die Richtung auf etwa 1° genau zu bestimmen.

Usmeyer auch i
ler Patentschrif
des Schiff drah
resentlichen Te
genannten Kol
auch bei unse
lamaligen Stan
derner Ortung
nik erst mögl
kleiner Wel

n, ist in unse
st schon auf
lung

Radargeräte finden, ihren Eigenschaften gemäß, z. B. Verwendung um den Anflug von Flugzeugen zum Flughafen zu überwachen oder auch als Schiffs-Funkmeßgeräte, um die Annäherung an Küsten oder die Einfahrt in Häfen ohne Schwierigkeit auch dann zu überwachen, wenn die Sicht etwa durch Nebel behindert ist. Die Richtungsbestimmung geschieht durch Verwendung besonders scharf bündelnder Antennen und bei „Abtastung" der gesamten Umgebung durch sogenannte „Rundsuchantennen", von denen Bild 27 eine moderne Ausführungsform darstellt. Die Anordnung ist so aufgebaut und das Richtdiagramm dieses „Spiegels für elektromagnetische Wellen" so ausgebildet, daß anfliegende Flugzeuge in großen Entfernungen, aber auch bis kurz vor dem Überfliegen des Spiegels, angestrahlt und ihre Entfernungen aus der Zeitdauer bis zum Eintreffen der reflektierten Impulse festgestellt werden können. Die Wellenlänge der verwendeten Hochfrequenzschwingungen beträgt bei dem im Bild 27 gezeigten Beispiel 10 cm, die ausgestrahlte Impulsleistung 500 kW. Die Rundsuchantenne dreht sich ständig

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

und tastet während der Drehung laufend die Umgebung durch Impulse ab, wobei also der Abstand der angestrahlten Gegenstände, z. B. der zum Flughafen fliegenden Flugzeuge, durch den Zeitunterschied zwischen dem abgehenden und dem vom fernen Gegenstand reflektierten Impuls festgelegt ist. Es besteht nun natürlich der Wunsch, die so in Entfernung und Richtung ausgemessenen Gegenstände, z. B. der zum Flughafen fliegenden Flugzeuge, etwa kartenmäßig sichtbar zu machen (Bild 28). Dies geschieht nun in der Weise, daß der Katodenstrahl einer Braunschen Röhre synchron, also gleiche Winkel wie die Rundsuchantenne durch-

Bild 27

laufend, gesteuert wird. Zu diesem Zweck rotieren um den Hals der Braunschen Röhre synchron mit der Antenne besondere Ablenkspulen, deren magnetisches Feld den Elektronenstrahl auslenken. Diese Auslenkung aus dem Mittelpunkt des Bildschirmes erfolgt so, daß der Strahl zum Zeitpunkt der Aussendung des Sendeimpulses von der Mitte des Bildschirmes aus laufend zeitproportional nach außen abgelenkt wird und, da sich die Ablenkspulen drehen, somit strahlenförmig über die Fläche des Bildschirmes läuft. In dem Augenblick, in dem der reflektierte Impuls wieder zum Sendeort zurückgelangt, bewirkt der eintreffende Impuls über einen sehr empfindlichen Empfänger die „Helltastung des Strahles". Durch eine solche Anordnung wird also die Umgebung des Gerätes ringsum „abgesucht" und, sofern ein reflektierender Gegenstand vorhanden ist, dessen Entfernung in maßstäblich richtigem Abstand und im richtigen Winkel auf dem Bildschirm der Katodenstrahlröhre aufgezeichnet.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Entsprechend ihrem Anwendungsbereich unterscheidet man zwischen sogenannten Großraumüberwachungsgeräten, die ein Rundsichtbild bis maximal etwa 300 km zu liefern gestatten, und Geräten für den Nahbereich, deren maximale Entfernungsmessung sich bis unter 100 km erstreckt. Um eine genügend scharfe Auflösung zu erhalten, d. h. die Möglichkeit der Unterscheidung der einzelnen Gegenstände, z. B. der Flugzeuge, voneinander zu gewährleisten, muß die Bündelung des von der Antenne ausgesandten Strahles in der Horizontalen so scharf als möglich sein, damit ein möglichst exaktes Kartenluftbild mit guter Auflösung erreicht wird, während an die Bündelung in der Vertikalen auch aus anderen Gründen geringere Anforderungen gestellt werden müssen.

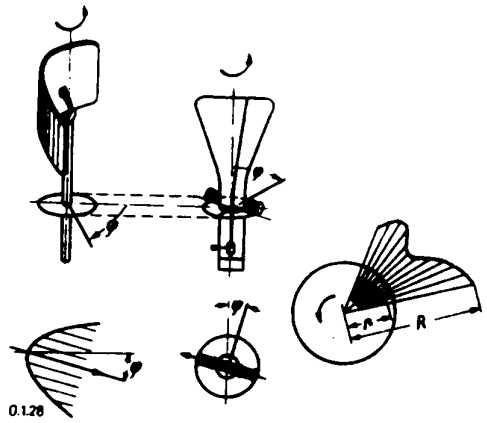


Bild 28

Um einen bestimmten entfernten Gegenstand möglichst gut ausfindig und sichtbar zu machen, wird verlangt, daß der Gegenstand je Zeiteinheit so oft als möglich angestrahlt wird und von diesem der Impuls jeweils ebensooft reflektiert wird. Um Mehrdeutigkeiten in der Anzeige auszuschließen, darf aber jeweils nur ein Impuls auf der Strecke gleichzeitig „unterwegs" sein. Die höchste Impulsfolgefrequenz ist durch die größte zu messende Entfernung festgelegt. Bei 1000 Hz Impulsfolgefrequenz ist die maximale eindeutig meßbare Entfernung $R = \frac{300000}{2 \cdot 1000}$ = 150 km. Dies ist eine Impulsfolgefrequenz, die für Großraumüberwachungsgeräte evtl. schon zu hoch liegt, während andererseits für gute Bildrasterung eine hohe Impulsfolgefrequenz gewünscht wird. Die erreichbare Bündelung des ausgesandten Impulsstrahles, die sogenannte Keulenbreite, wird, wie bereits erwähnt, so schmal als möglich gewünscht. Mit praktisch tragbaren Mitteln läßt sich eine Keulenbreite von optimal (abhängig von dem Verhältnis Antennengröße zu Wellenlänge) von rund 0,5 bis 2° erreichen. Damit der zu messende Gegenstand mit genügender Deutlichkeit auf dem Bildschirm der Braunschen Röhre abgebildet wird, muß verlangt werden, daß der Impuls den Gegenstand möglichst häufig,

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

aber doch wenigstens etwa 5- bis 10mal während der Drehung des Sendespiegels trifft, das heißt aber, daß während etwa 1° durchlaufen wird, rund zehn Impulse im Abstand von 1 tausendstel Sekunden abgestrahlt werden und damit also 1° in 1 hundertstel Sekunde überstrichen wird. Eine volle Umdrehung des Spiegels entsprechend 360° erfolgt so beispielsweise in 360: 100 = 3.6 s. Das ist eine Umlaufzeit des Spiegels, die für ausgedehntere Antennenanordnungen wegen ihrer großen Massen schon nicht mehr erreicht werden kann.

Wählt man die Umlaufzeit für kleinere Antennenanlagen kürzer, dann wird der abgetastete Gegenstand je Umlauf nicht häufig genug angestrahlt. Es ergeben sich unexakte Bilder. Eine Vergrößerung der Anzahl der Abtastungen bedingt eine Vergrößerung der Impulsfrequenz und damit eine Verringerung des maximalen Entfernungsmeßbereiches. Ist die Umlaufzeit des Spiegels zu groß, dann werden zu große Anforderungen an die Nachleuchtzeit des Leuchtschirmmaterials gestellt. Zudem ziehen schnell bewegte Bilder auf dem mit großer Nachleuchtdauer behafteten Bildschirm einen Schweif nach sich.

Fliegt etwa ein Flugzeug quer zur Abtastrichtung mit einer Geschwindigkeit von 360 km/h, also 100 m/s in 4 km Abstand vorbei, so hat dieses während eines Umlaufes der Antenne bzw. des Bildstrahles auf der Braunschen Röhre also während rund 4 s etwa 0,4 km zurückgelegt. Auf dem Bildschirm erscheint also das Flugzeug mit einem Schweif von mindestens 6° versehen. Das entspricht aber bei einem Abstand des Leuchtpunktes von der Leuchtschirmmitte von z. B. 6 cm einem Schweif von 6 mm.

Diese wenigen Angaben lassen bereits erkennen, daß das Prinzip der Entfernungsmessung bestimmte physikalische Zusammenhänge erzwingt, die sich als technische Forderungen für den Entwickler und Konstrukteur auswirken.

Ein wesentlicher Bestandteil der Radaranlage ist das Antennensystem. Dieses bestimmt sowohl auf der Sendeseite wie auch auf der Empfangsseite den Gewinn der Antenne und die Keulenbreite der Strahlungscharakteristik. Beide Größen sind von besonderer Bedeutung, einerseits was die Genauigkeit der Richtungsmessung anbelangt, andererseits was den möglichen Entfernungsbereich betrifft. Als Antennenformen sind je nach der benutzten Wellenlänge die verschiedensten Ausführungen verwendet worden. Als wesentlichste Vertreter kommen in Frage: Dipolgruppen, Spiegelantennen, Hohlleiterantennen und Linsenantennen. Die Antennen werden im allgemeinen nach Näherungsmethoden berechnet, und zwar entweder nach den Prinzipien der Leitungstheorie der Antennen oder mit den aus der Optik bekannten und dort üblichen Näherungsmethoden. Die strengen Theorien fordern meist einen erheblichen Aufwand. Man beschränkt sich deshalb in der Regel auf Näherungen und führt die Überprüfung der Rechnung durch Messungen durch.

Es ist bekannt, daß während des zweiten Weltkrieges die Energie, der Fleiß, die Arbeitskraft und Findigkeit zahlreicher Ingenieure, Wissenschaftler, Konstrukteure und hochwertiger Facharbeiter aller Länder auf diesem Gebiet der Technik und Physik ausgenutzt worden ist, um Funkortungsgeräte zu schaffen, die im Rahmen einer friedlichen Entwicklung dazu prädestiniert gewesen wären, den friedlichen Verkehr in der Luft, zur See und auf dem Lande bei allen Witterungseinflüssen und -bedingungen bei Tag und Nacht zu sichern. Ungeheure Anlagen sind mit erheblichem Aufwand an Material und Menschenkraft gebaut worden.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Mit Rücksicht auf die anfangs verwendeten Wellenlängen, die geforderten Reichweiten und die gewünschte Bündelungsschärfe waren die damaligen Anlagen noch recht unförmig. Bild 29 zeigt eine solche serienmäßig als „Jagdschloßanlage" bezeichnete Meßeinrichtung, die mit den Wellenbereichen 1,9 bis 2,5 m bzw. 1,2 bis 1,9 m Wellenlänge während des Krieges gebaut wurde. Entsprechend den außerordentlich großen Abmessungen dieses Gerätes (das Jagdschloßgerät hatte eine

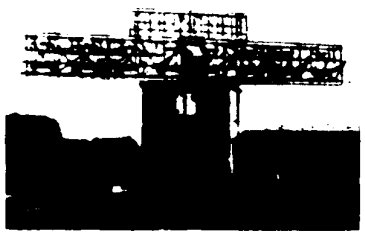


Bild 29

Bild 30

Antennensystembreite von 24 m und das Jagdschloß-Michael-Gerät sogar von 50 m [4]) rotierte das Antennensystem relativ sehr langsam. Der Entfernungsmeßbereich dieser Anlage erstreckte sich auf 150 bzw. 300 km, die Impulsfolgefrequenz betrug 500 Hz, die Impulsdauer 1 bis 3 µs. Nun sollen Geräte zur Sprache kommen. Bild 30 zeigt noch ein transportables Rundsuchgerät, das mit Zentimeterwellen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

arbeitet. In der Mitte des Strahlersystems erkennt man zum Zweck der Zufuhrung der Leistung einen Hohlleiter mit rechteckigem Querschnitt und an dessen Enden den über den Hohlleiter gespeisten Hornstrahler. Das Antennensystem rotiert wie beschrieben und tastet so den umgebenden Raum ab.

Die Reichweite einer Funkmeßeinrichtung hängt natürlich außer von der Sendeantenne noch von dem reflektierenden Körper, der Empfangsantenne und dem Zwischenmedium ab. Der Vorgang läßt sich zunächst durch eine einfache Gleichung

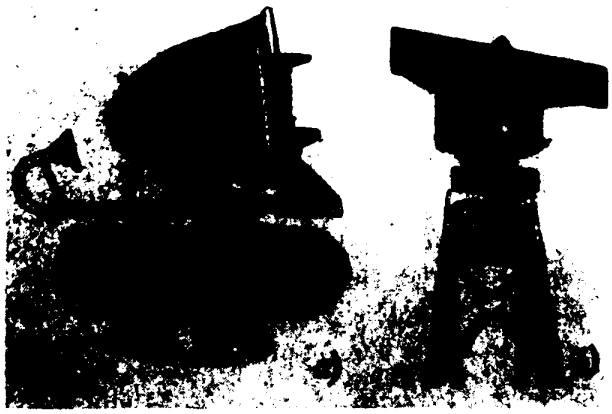


Bild 31

beschreiben, deren Ableitung wir hier nicht behandeln wollen. Diese Gleichung liefert für die Reichweite von Funkmeßgeräten den Wert

$$r = \frac{0{,}54\sqrt[4]{Q_R}}{\sqrt[4]{\lambda}} \cdot K \cdot A,$$

wobei Q_R den Rückstrahlquerschnitt des angestrahlten Objekts,
λ die Wellenlänge,
K den Aufwand, der eine Eigenschaft des Funkmeßgerätes und seiner Antenne darstellt,
angibt.

A ist der Ausbreitungsfaktor, der den Eigenschaften des Mediums und des von den Wellen zurückgelegten Weges Rechnung trägt. Eine Untersuchung zeigt, daß der Aufwand K proportional mit dem Quadrat der Absorptionsfläche des Antennensystems des Funkmeßgerätes geht. Aus dieser Gleichung lassen sich natürlich wesentliche Schlüsse physikalischer und rechnerischer Art ziehen, über die an dieser Stelle natürlich nicht berichtet werden soll. Sie bilden allein schon ein großes Spezialgebiet der Funkmeßtechnik.

Die in den vorausgegangenen Bildern gezeigten Einrichtungen haben für die Zwecke der Luftfahrt Verwendung gefunden. Natürlich besteht großes Interesse, solche Funkmeßeinrichtungen auch in der Schiffahrt zu verwenden. Die Geräte können dort sowohl als Landanlagen, um die Lage der Schiffe festzustellen und

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

zu kontrollieren, als auch als Schiffsradaranlagen Verwendung finden, um vom Schiff aus unmittelbar die Umgebung „abzutasten".

In Bild 31 ist die Antennenanlage des englischen Decca-Gerätes gezeigt (a) und daneben die Drehantenne eines RCA-Radargerätes (b). Bei dem englischen Decca-Gerät ist besonders die Verwendung einer Doppelantenne für die Sende- und Empfangsseite bemerkenswert, durch die das schwierige Problem der Nahauflösung besser bewältigt werden kann, da eine leichtere Trennung zwischen dem mit 7 kW ausgesandten Impuls und dem mit kleiner Leistung zurückkehrenden Impuls möglich ist, als bei Verwendung einer gemeinsamen Antenne.

Das Gerät arbeitet mit einer Wellenlänge von 3 cm, einer Impulsfolgefrequenz von 1000 Hz und hat eine Nahauflösung von 18 m. Mit dem Gerät lassen sich

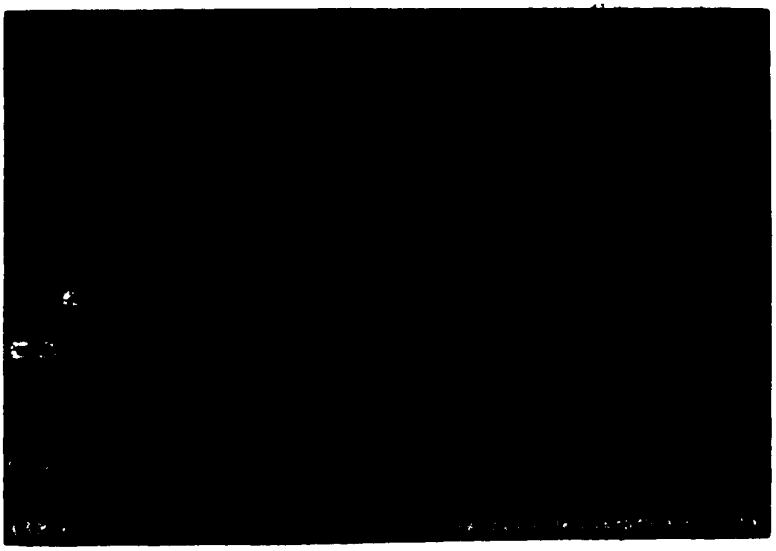


Bild 32

Gegenstände in einer Entfernung von maximal 45 km aufzeichnen. Die Antennenbündelung beträgt 1,6°. Bei der Verwendung der zuletzt genannten Geräte, die kleine Wellenlängen benutzen, und damit auch bei guter Bündelung geringe Antennenabmessungen und Antennengewichte möglich machen, lassen sich die von den reflektierten Gegenständen auf dem Bildschirm der Katodenstrahlröhre gezeichneten „Radarkarten" ausgezeichnet deuten. In Bild 32 erkennt man zunächst die Wiedergabe eines Radarmosaiks der Zufahrtswege zum Hafen von Southampton, wobei in das Foto gleichzeitig die einzelnen Ortsbezeichnungen eingetragen sind. Das Bild läßt die Abgrenzung der Wasserwege mit besonderer Deutlichkeit erkennen.

Auf Grund der in den letzten Jahren gewonnenen Ergebnisse wurde das bereits erwähnte Decca-Gerät besonders für die Überwachung von Häfen weiterentwickelt, und es wurde dabei wegen der in Häfen relativ geringen Entfernungen die Forderung nach einer hohen Nahauflösung berücksichtigt. Das bedingt die Anwendung

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

sehr kurzer Impulse, die bei dem erwähnten neugeschaffenen Gerätetyp eine Dauer von nur 0,06 µs besitzen. Um die auch mit großer Geschwindigkeit sich bewegenden Gegenstände vom Gerät sauber auf das Radarbild zu bekommen, ist bei einer Verbesserung der horizontalen Strahlenbündelung von nur 0,6° auch eine Verkürzung der Dauer einer Umdrehung der etwas über 4 m breiten Antennenanordnung auf 2,5 s/Umlauf vorgenommen worden. Dies hatte natürlich auch eine Erhöhung der Impulsfolgefrequenz (sie liegt bei diesem Gerät bei 2000 Hz) zur Folge. Die Impulse werden mit einer Leistung von 10 kW ausgestrahlt.

Es ist zu erwarten, daß bei den angegebenen optimalen technischen Daten gute Bilder auch von Gegenständen in geringerer Entfernung zu erhalten sind. Diese

Bild 33

Erwartung trifft zu. Bild 33 zeigt ein Radarmosaik von Aufnahmen der oberen und unteren Elbe bis zum Hamburger Hafen, das eine Reihe von Einzelheiten gut erkennen läßt.

Natürlich wollen wir nicht verschweigen, daß bei den großen Möglichkeiten, die durch die Anwendung der Radartechnik gegeben sind, vor allem bei der Möglichkeit ihrer Anwendung bei Nacht und schlechter Sicht, bei der Durchführungsmöglichkeit einer schnellen, bequemen und sicheren Ortung, doch der Technik heute noch eine Reihe von Aufgaben gestellt sind, die gelöst werden müssen. Die Auswertung und Deutung des Radarbildes erfordert doch auch einige Erfahrungen und eine Reihe von Kenntnissen, die sich der Steuermann oder Lotse vor Anwendung der Geräte zunächst erwerben muß.

Daß aber auch Situationen eintreten können, die geeignet sind, das Radarbild erheblich zu stören, möge an Hand von Bild 34 erläutert werden. Links und über der Mitte des Bildes ist eine starke Trübung zu erkennen, die durch Regenböen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

verursacht ist. Solche Regenboen rufen natürlich auch eine ausgeprägte, jedoch recht konstante Reflexion hervor. Eine Reflexion nämlich, deren Änderung durch die gesamte Breite der Regenböe hindurch praktisch konstant bleibt. Man kann sie also durch eine sinnvolle „Enttrübungseinrichtung" entfernen, die eine Differentiation der reflektierten am Empfänger eintreffenden Impulse vornimmt. Dadurch werden solche Gegenstände wieder deutlich sichtbar gemacht, die eine ausgesprochene Reflektionsänderung aufweisen. Bild 34, rechts, zeigt die Wirkung nach dem Einschalten der „Enttrübungseinrichtung", die in der ursprünglich vorhandenen Trübung „untergetauchten" Gegenstände werden nun sichtbar.

Bei modernen Funkmeßanlagen verlangt man normalerweise auch noch, daß mit dem Gerät nur solche Gegenstände festgestellt werden, die sich in Bewegung befinden, um so eine bessere Sichtbarmachung des angestrahlten beweglichen

Bild 34

Gegenstandes, z. B. eines Flugzeuges, zu erreichen. Man spricht von einer sogenannten MTI-Anzeige (von Moving Target Indication, d. h. Anzeige für bewegliche Ziele). Zu diesem Zweck macht man von dem aus der Akustik und der Astronomie bekannten Doppler-Effekt Gebrauch, der sich bekanntlich so auswirkt, daß die Frequenz eines von einem bewegten Gegenstand reflektierten Strahles um eine bestimmte Größe, die durch die Gleichung $\pm \Delta f = \frac{2v}{\lambda}$ gegeben ist, verschiebt. Dabei bedeutet v die Geschwindigkeit des Gegenstandes und λ die verwendete hochfrequente Wellenlänge.

Die Frequenzänderungen sind natürlich sehr klein, und ihre Messung verlangt erhebliche Konstanz der benutzten Frequenz, um sie überhaupt meßbar und auswertbar zu machen. Die Technik dieser MTI-Anzeige ist heute aber bereits so weit fortgeschritten, daß moderne Funkmeßanlagen sich ihrer weitgehend bedienen können. Mit solchen Einrichtungen ist es nebenbei auch möglich, eine Unterdrückung von gewollten oder ungewollten Störungen zu erreichen.

Schließlich will noch Bild 35 eine weitere Radaraufnahme vermitteln. Das Bild 35 zeigt eine Karte von New York, das einer Radaraufnahme gegenübergestellt ist, wobei die Radaraufnahme mit einer Anlage erzielt wurde, die eine Wellenlänge

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

von 1,25 cm benutzte und Impulse von 0,25 µs Dauer ausstrahlte. Die verwendete Antenne hatte eine sehr scharfe Bündelung, die Keulenbreite betrug nur 0,8°. Das

Bild 35

Flugzeug flog in einer Höhe von 2500 m und bildete das Panorama von New York auf dem Bremsschen Rohr im Maßstab 1:

Bild 36

Schließlich zeigt Bild 36 noch zwei weitere Radarfotobilder, die auf der Fahrt in Wasserstrecken aufgenommen wurden, und zwar das Bild der Düsseldorf-Oberkasseler Brücke und den Rhein bei Krefeld-Uerdingen. Besonders diese letzten Radaraufnahmen geben ein anschauliches Bild, daß der Radartechnik bei Verwendung hierfür speziell zugeschnittener Geräte zur Sicherung des Schiffsverkehrs

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

auch auf unseren Binnengewässern und Flüssen in der Zukunft große Aufgaben gestellt sind.

Wir Ingenieure und Techniker können nur wünschen, daß dieses Anwendungsgebiet der speziellen Nachrichtentechnik, das vor nunmehr 60 Jahren seinen Anfang nahm und sich in einem unerhörten Tempo weite Gebiete der technischen Anwendung eroberte, seinen weiteren Siegeszug unter dem Aspekt einer friedlichen Entwicklung vollziehen wird. Daran aber zu arbeiten und dieses Ziel sicherzustellen, das soll die Aufgabe aller friedliebenden, aller ehrlichen, aller wahrhaft demokratisch fühlenden und handelnden Menschen sein.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Zum Problem der Lebensdauer von Großtransformatoren

Prof. Dr. phil. nat. *H. Stamm*, Ilmenau

Einleitung

Der Bau neuer, großer Kraftwerke ist eine Forderung unserer Zeit. Die wirtschaftliche Übertragung großer Energiemengen kann nur mit Hilfe von Transformatoren vorgenommen werden. Nur durch Maßnahmen der Transformation ist die Anwendung der heute gebräuchlichen Übertragungsspannungen bis 400 kV ermöglicht worden. Der Anteil der Transformatoren an den Anschaffungskosten des elektrischen Teiles einer Anlage liegt in der Größenordnung von 25 ··· 40%.

Etwa die Hälfte der gesamten installierten Leistung besteht aus großen Einheiten und es ist einleuchtend, daß die richtige Auswahl und Überwachung der großen Leistungstransformatoren zu einer wesentlichen Herabsetzung der Anlagekosten beiträgt. In überwiegendem Maße fällt heute bei der Frage nach der Bereitstellung einer Transformatorenreserve bis zu Spannungen von 220 kV die Entscheidung zugunste[illegible]iphasigen Transformators. Die Betriebssicherheit von Großtransformator[illegible]h im Laufe der Jahre ständig erhöht, so daß heute die errechenbare Wa[illegible]ichkeit des Ausfalls eines Transformators verhältnismäßig gering ist. Im h[illegible]k auf diese Tatsache sind bereits viele Elektrizitätswerke dazu übergegangen, soweit dies irgendwie zu vertreten ist, auf Reservetransformatoren zu verzichten.

Man kann sich diesem Standpunkt durchaus anschließen, wenn die Gewähr gegeben ist, daß die Lebensdauer von Großtransformatoren etwa 25 Jahre beträgt. Hierbei soll unter „Lebensdauer" der Zeitraum verstanden werden, in dem ein einwandfreies Funktionieren bei Nennleistung des Transformators gegeben ist. Abhängig ist diese Zeit von der Beanspruchung der einzelnen Teile des Apparates. Der spezifisch am höchsten belastete Teil wird zuerst versagen, und so ist letzten Endes dessen Lebensdauer bestimmend für die Lebensdauer des Ganzen. Beim gut durchkonstruierten und sorgfältig gebauten Transformator sind Kern, Gefäß und evtl. vorhandene Kühleinrichtungen bei weitem nicht den Beanspruchungen ausgesetzt wie die Wicklung. Diese ist, wie die Betriebserfahrung gelehrt hat, trotz aller Sorgfalt, die bei der Konstruktion und der Herstellung aufgewendet wird, in besonderem Maße störanfällig. Die überwiegende Mehrzahl der Ausfälle von Großtransformatoren ist darauf zurückzuführen, daß Schäden im Isoliermaterial auftreten. Dieses ist während des Betriebes in hohem Maße elektrischen, mechanischen und thermischen Beanspruchungen ausgesetzt. Dadurch nimmt seine Widerstandskraft ständig ab, bis es schließlich einer erneuten Beanspruchung nicht mehr gewachsen ist. Bei den heute im Transformatorenbau üblichen hohen Spannungen haben die Isolierstoffe als wesentlicher und wichtiger Konstruktionsteil verschiedenen Anforderungen zu genügen. Sie haben die spannungsführenden Teile gegen die geerdeten elektrisch hochwertig zu isolieren. Sie haben aber auch die gesamte

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

in der Wicklung erzeugte Stromwärme durch die Isolation an das Kühlmittel abzugeben. Das sind an sich zwei diametral entgegengesetzte Forderungen, die an die Isolierstoffe gestellt werden, denn schlechte Elektrizitätsleiter sind auch schlechte Wärmeleiter. Hinzu kommt noch, daß die Temperaturbeständigkeit der heute noch hauptsächlich verwendeten Isoliermaterialien verhältnismäßig gering ist. Schon bei Temperaturen von etwa 110° C an aufwärts bis etwa 150° C tritt zuerst eine deutlich bemerkbare Schwächung und dann eine Zerstörung der Isolationsfähigkeit ein. Bei den nunmehr folgenden Betrachtungen sollen die drei bereits erwähnten Beanspruchungsarten genauer untersucht werden.

Elektrische Beanspruchungen der Wicklung

Die rein elektrischen Einflüsse beanspruchen die Wicklung und die Ableitungen in verschiedener Hinsicht. Der stationäre Betrieb mit Nennspannung muß ohne weiteres ausgehalten werden. Hierbei sind sorgfältige Maßnahmen zu treffen, daß keine stillen elektrischen Entladungen auftreten können. Von weitaus größerer Bedeutung sind allerdings die durch Schaltvorgänge oder atmosphärische Einflüsse verursachten plötzlichen Zustandsänderungen. Diese pflanzen sich innerhalb der Wicklung mit einer bestimmten endlichen Geschwindigkeit fort. Das hat Spannungsdifferenzen in den einzelnen Wicklungsteilen zur Folge, die ein Vielfaches des Normalwertes bei Betriebsspannung betragen können. Die mitunter sehr steilen Spannungsstöße gefährden hauptsächlich die ersten Windungen und die Spulen am Eingang. Durch die Kombination von Induktivitäten und Kapazitäten der Wicklungsteile und ihre Mitwirkung bei dem anschließenden Aufschwingvorgang können sich allerdings hohe Spannungen auch in der Mitte und am Ende der Wicklung jeder Phase bilden.

Die isolationsmäßigen Probleme eines Großtransformators und damit auch seine elektrische Beanspruchung kann man auf drei verschiedene Raumgebiete aufteilen. Auf den Raum zwischen den Windungen, auf den Raum zwischen den Wicklungen und schließlich noch auf das Gebiet zwischen dem Ende der Wicklung und den geerdeten Teilen.

Die stationäre Spannungsbeanspruchung zwischen den Windungen kann von der üblichen Isolation von im Mittel 3 bis 6 Lagen Papier auch bei den höchsten auftretenden Windungsspannungen von etwa 250 V ohne weiteres ausgehalten werden. Maßgebend ist jedoch die elektrische Festigkeit bei Stoßspannungsbeanspruchungen. Aus zahlreichen Untersuchungen geht hervor, daß bei Beanspruchungszeiten unter 15 μs und besonders bei kleinen Elektrodenabständen die Festigkeit des Öls stark zunimmt. Dabei steigt die Durchschlagsfestigkeit auf das 2- bis 5fache des Wertes bei 50periodischer Wechselspannung an. Die Dicke der Ölschicht zwischen den einzelnen Drähten fällt dabei um so weniger ins Gewicht, je stärker die einzelnen Leiter isoliert sind. In Bild 1 ist zusammengestellt, wie sich die Durchschlagsspannung, Stoßwelle 1/50, in Abhängigkeit von der Isolation und der Beanspruchungsdauer verhält. Kurve *1* gilt für 1 mm Ölstrecke zwischen blanken Leitern, Kurve *2* für 1 mm Papierisolation zwischen zwei Leitern. Zum Vergleich sind die Werte für Wechselspannung (50 Hz) gestrichelt eingezeichnet (Kurven *1'* und *2'*).

Bild 2 zeigt die Durchschlagsspannung als Funktion des Abstandes papierisolierter Drähte in Transformatorenöl. Die Messungen wurden mit Stoßspannungen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

der Normalwellenform 1/50 durchgeführt. Man erkennt aus den Kurven sehr eindeutig, daß mit zunehmender Isolationsschicht der Einfluß des Öls als Isolator immer geringer wird. Dabei gilt Kurve *1* für 5 Lagen, Kurve *2* für 10 Lagen und Kurve *3* für 15 Lagen Papier. Sehr wichtig ist es auch zu wissen, inwieweit die

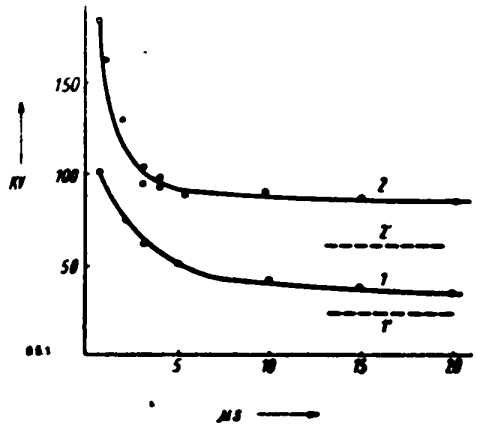
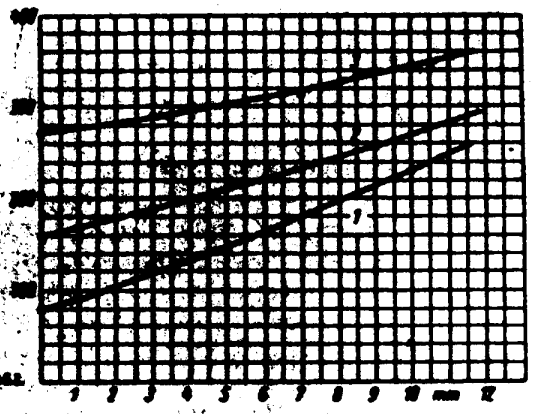


Bild 1. Durchschlagspannung für 1 mm Ölstrecke und 1 mm Papierisolation in Transformatorenöl als Funktion der Beanspruchungsdauer

Vorbeanspruchung einen Einfluß auf die Durchschlagfestigkeit ausübt, [illegible] also eine Veränderung der Isolationsfestigkeit durch wiederholte [illegible] beanspruchung eintritt. Hierbei haben Messungen bis zu einigen tausend [illegible]



[illegible] Durchschlagspannung (Stoßspannung 1/50) für papierisolierte Drähte in Transformatorenöl als Funktion des Abstandes

stellen mit etwa 80% der Durchschlagspannung immer wieder annähernd die gleichen Durchschlagwerte ergeben. Man kann daraus schließen, daß auch durch sehr häufige Vorbeanspruchungen praktisch kein Einfluß auf die Dauerfestigkeit der Isolation ausgeübt wird. Die Beanspruchungen elektrischer Art von Windung zu Windung können demzufolge mit verhältnismäßig geringem Aufwand einwand-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

frei beherrscht werden [illegible] von Transformatoren kennt, etwas [illegible] ist.

Der Ausführung der Isolation zwischen den Wicklungen hat [illegible] Transformatorenbau besondere Aufmerksamkeit geschenkt. Die richtige Wahl dieser sog. Hauptisolation ist entscheidend für die Güte eines Transformators. Je höher die Betriebsspannung ist, um so reichlicher müssen die Isolationsabstände zwischen den Wicklungen bemessen werden. Das hat zur Folge, daß die Breite des Streuspaltes zunimmt, was sich durch eine Vergrößerung der Kurzschlußspannung bemerkbar macht. So sehr auf der einen Seite eine verhältnismäßig hohe Kurzschlußspannung wegen der Begrenzung des Kurzschlußstromes erwünscht ist, müssen andererseits doch bestimmte Maximalwerte wegen der damit verbundenen inneren Spannungsabfälle und der Verschlechterung der Stabilitätsverhältnisse bei der elektrischen Energieübertragung eingehalten werden. Um nun auch bei den höchsten Betriebsspannungen noch erträgliche Kurzschlußspannungen zu erhalten, darf die Hauptisolation nur verhältnismäßig wenig Raum in Anspruch nehmen. Trotzdem wird natürlich gefordert, daß sie die volle Isolationsfähigkeit aufweist. Man kann den inneren Teil der Hauptisolation, der durch Ölkanäle und Hartpapierzylinder gebildet wird, mit den Formeln des Zylinderkondensators beherrschen.

Während man früher der Ansicht war, daß nur dicke Zylinder aus Hartpapier den Spannungsbeanspruchungen gewachsen seien, setzt sich heute bei höchsten Betriebsspannungen immer mehr die Weichpapierisolation durch. Hierbei wird auf das Öl als Träger der Hauptisolation verzichtet. Es wird ersetzt durch eine kabelähnliche Isolation aus ölgetränktem Papier. Diese Art der Isolierung hat trotz geringerer Schichtdicke eine größere elektrische Festigkeit als eine entsprechende Hartpapier-Öl-Isolation. Dies gilt sowohl für betriebsfrequente Überspannungen als auch für kurzzeitige Stoßspannungsbeanspruchungen. Die hierfür erreichbaren Werte betragen rund 400 kV/cm während 1 min bei Spannungen von Normalfrequenz und etwa 900 kV/cm bei Stoßspannungen 1/50. Man kann also bei einer derartigen Isolation den radialen Abstand zwischen den einzelnen Wicklungen erheblich verringern. Damit ist aber zwangsweise eine Erhöhung der elektrischen Beanspruchung verbunden.

Diese wird im Gebiet zwischen den Wicklungen, also im Gebiet homogener Feldstärke sicher beherrscht. Hier liegen klare Verhältnisse vor, die bei richtiger Dimensionierung der Isolation keinen schädlichen Einfluß auf den Transformator und damit auf seine Lebensdauer auszuüben vermögen.

Anders liegen die Verhältnisse im inhomogenen Feld am Ende der Wicklungen. Infolge der hohen Feldstärke in diesem inhomogenen Randfeld und vorzugsweise wegen des tangentialen Verlaufs des Feldes treten hier schon bei wesentlich unter der Betriebsspannung liegenden Spannungen Gleitfunkenentladungen auf.

Man muß also hier bestimmte Maßnahmen treffen, um derartige die Isolation des Transformators sehr schnell zerstörende Entladungen zu verhindern. Das erreichte man durch den Einbau von Leitbarrieren, wobei von den einzelnen Herstellern verschiedene Wege gegangen wurden. Man kann eine vollkommene Abschirmung der Wicklungen voneinander und vom Joch durch die Einhüllung der Wicklung mit Isolationszylindern und durch die Verlegung der Wicklungen erreichen. Eine derartige Wicklung [illegible] Durch solche Anordnungen [illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

nicht beseitigt. Ein weiterer Fortschritt wurde dadurch erzielt, daß man Zylinder und Winkelring aus einem Stück herstellte. Die Herstellung derartiger Isolationsanordnungen ist zwar technologisch schwieriger, aber die Isolationsfestigkeit im Randfeld wird außerordentlich gesteigert, weil jede Möglichkeit für einen Kriechweg durch die Distanz zwischen Isolierzylinder und Winkelring ausgeschaltet ist. Noch bessere Ergebnisse wurden erzielt durch die Anordnung der Weichpapierisolation an den Enddistanzen. Dabei kombiniert man zwei Möglichkeiten für die Beherrschung des inhomogenen Randfeldes. Man benutzt als Endwindung einen Strahlungsring, dem man eine potentialmäßig günstige Form gibt. Diese Strahlungsringe erhalten noch eine zusätzliche Papierisolation. Durch diese Maßnahme ist es möglich, mit größerer Sicherheit spontane Spannungsdurchbrüche von den Enden der Wicklung nach den geerdeten Teilen hin zu unterbinden. Kriechwegbildungen

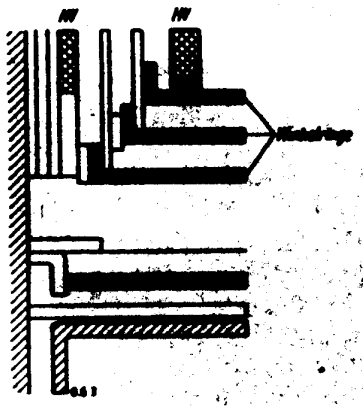


Bild 3. Winkelringkonstruktion

werden durch entsprechende Länge der Papierisolation über die Endlagen hinaus verhindert. Die Weichpapierisolation wird durch gegenseitig versetzte Einschnitte von Lage zu Lage gefiedert und in axialer Richtung zur Spulenachse hin oder von ihr weg umgerissen. Dadurch werden andere zusätzliche Isolationsmaßnahmen erspart. Man muß allerdings einige grundsätzliche Maßnahmen treffen, um die Bildung von Kriechwegen in der Transformatorenisolation zu verhindern. Diese sind eine gute Abrundung und Isolation von Metallteilen, die sich in der Nähe von Gleitflächen befinden. Weiterhin dürfen keine Ölzwickel zwischen isolierten Metallteilen und Gleitflächen vorhanden sein, da hier unter Umständen Sprühentladungen auftreten können. Feuchtigkeits- und Lufteinschlüsse müssen selbstverständlich durch eine gute Vakuumbehandlung von Transformator und Öl ebenfalls auf das technisch erreichbare Minimum beschränkt werden. Den Schnitt durch eine Weichpapierisolation am Wicklungsende zeigt Bild 4.

Durch derartige Isolationsanordnungen werden außerordentliche Materialeinsparungen erzielt. Durch den geschilderten Aufbau der Hauptisolation wird eine erhebliche Verkleinerung des Abstandes zwischen den Wicklungen ermöglicht. Die Folge davon ist eine Verringerung des Ölgewichts und des festen Isoliermaterials. Außerdem ergibt die Verbesserung der Streuverhältnisse eine Verkleinerung der

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Abmessungen des K[illegible] insgesamt eine Reduzierung der Gesamtmasse.

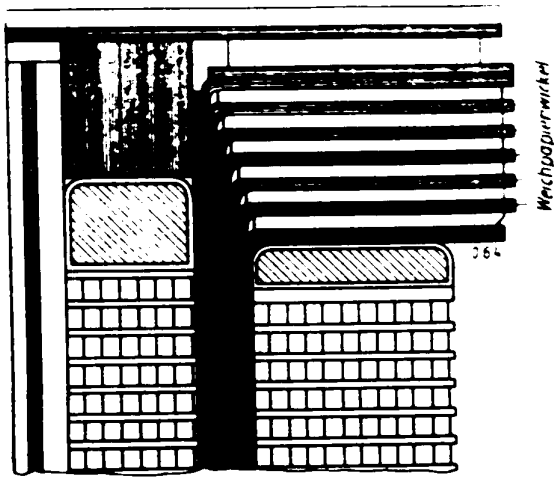


Bild 4. Schnitt durch eine Weichpapierisolation am Wicklungsende

Bild 5 zeigt die Gewichtsverminderungen bei einem 63000-kV-Transformator für 220 kV Betriebsspannung mit Weichpapierisolation gegenüber der Winkelringkonstruktion.

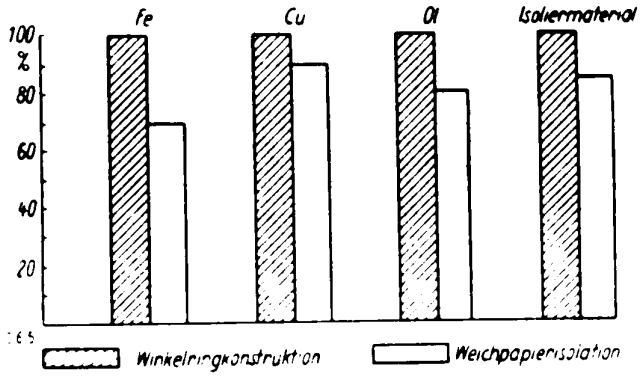


Bild 5. Gewichtsverminderung bei einem Transformator, 63000 kVA, 220 kV bei verschiedenen Isolierungen der Enddistanzen

Durch diese geschilderten Maßnahmen ist es möglich, alle Erscheinungen, die durch eine stationäre spannungsmäßige Beanspruchung der Isolation zu einer frühzeitigen Alterung des Transformators beitragen, weitgehendst auszuschließen.

Im Zusammenhang mit der elektrischen Beanspruchung der Wicklung bleibt jetzt noch zu betrachten, wie sich der moderne Großtransformator bei Stoßspannungs-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

beanspruchungen [illegible] Möglichkeiten gibt, Alterungserscheinungen der Isolation durch derartige Beanspruchungen festzustellen.

Die Prüfung eines Transformators mit Stoßspannung verfolgt den Zweck, den Aufbau der Isolation und die verwendeten Isolierstoffe zu kontrollieren. Gleichzeitig soll festgestellt werden, ob der Transformator dem ihm bei der Koordination der Isolation zugewiesenen Isolationsniveau entspricht.

Man verlangt grundsätzlich von einem Transformator, daß er die im Betrieb auftretenden Überspannungen ohne Schädigung seiner Isolation aushält. Man hat für derartige Fälle Transformatoren mit sogenannten schwingungsarmen und schwingungsfreien Wicklungen entwickelt. Zur Lösung dieses Problems hat man verschiedenartige Wege eingeschlagen und auf verschiedene Art solche Transformatoren gebaut. Die ursprüngliche Art der Ausführung, den Transformator durch zusätzliche Organe vor einziehenden Überspannungswellen mit steiler Wellenstirn zu schützen und durch eingebaute Metallschilde oder ähnliche Maßnahmen eine bestimmte günstige Kapazitätsverteilung innerhalb und längs der Wicklung herbeizuführen, kann heute praktisch als überholt angesehen werden. Man überträgt bei modernen Konstruktionen die Kapazitätssteuerung der Wicklung dieser selbst. Besonders günstige Ergebnisse lassen sich dabei durch besonders ausgebildete lagenweise gewickelte Wicklungen erreichen. Es ist natürlich auch möglich, den Transformator bei Ausführung der Wicklung mit Scheibenspulen gegen auftretende Sprungwellen zu schützen.

Das Grundprinzip eines schwingungsfreien Wicklungsaufbaues besteht darin, die wirksame Kapazität längs der Spulen gegenüber der Spulenkapazität gegen Erde zu erhöhen. Oder mit anderen Worten gesagt, eine gute kapazitive [illegible] kopplung zu erreichen. Es kommt letzten Endes dabei darauf an, den [illegible] faktor

$$x = \sqrt{\frac{C_{\text{Erde}}}{C_{\text{Windung}}}}$$

relativ klein zu ma[illegible]iner Aufschwingfaktor wird sich [illegible] Abstufung der Stoß[illegible]sbeanspruchung auf [illegible] [illegible] Folge. [illegible] der Scheibenwicklung wird [illegible] durch die Erhöhung [illegible] Windungskapazität [illegible] [illegible] kopplung zwisch[illegible]len aufeinanderfolgenden [illegible] bei der normal ausgeführten W[illegible]ungen in steigendem Ausmaß [illegible] formen. Die eleganteste Lösung ist die, daß man eine normale [illegible] wicklung ausführt, jedoch am Anfang und Ende besondere [illegible] spulen verwendet. Diese bestehen ebenfalls aus Wicklungsscheiben, die [illegible] ander durch einen Ölschlitz getrennt sind. Als Leitermaterial wird [illegible] verwendet. Es wird mit mehreren Lagen übereinander, parallel aufgewickelt. Dadurch ergeben sich sehr günstige Verschachtelungsmöglichkeiten der einzelnen Leiterlagen. Ein jeder Leiter durchzieht verschiedene Lagen innerhalb jeder Wicklungsscheibe, und somit findet eine gute Durchmischung der Windungen statt. Durch die Verschachtelung der einzelnen Leiterlagen, was sich besonders bei den aktiven Windungen auswirkt, wird eine erhebliche Steigerung der Kapazität zwischen den Windungen erreicht. Das trägt dann wieder zur Verkleinerung des Aufschwingfaktors bei.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Man hat es also heute durchaus in der Hand, von der konstruktiven Seite her die Transformatoren stoßspannungssicher zu bauen. Man kann also die zwischen der Anfangs- und der Endverteilung liegenden inneren Ausgleichsschwingungen sicher beherrschen.

Es kommt jetzt darauf an nachzuweisen, daß man auch in der Lage ist, bei der Prüfung auftretende Beschädigungen der Isolation einwandfrei bei der Prüfung feststellen zu können, damit nicht der Transformator mit angestochener Isolation in das Netz eingebaut wird und bei der ersten schweren Beanspruchung durch Isolationsdefekt ausfällt. Das würde natürlich eine außerordentliche Verkürzung seiner Lebensdauer bedeuten.

Man ist heute allgemein der Ansicht, daß zur Erreichung konkreter Ergebnisse bei der Prüfung der Prüfling mehreren Spannungsstößen ausgesetzt werden muß. Man hat dabei festgestellt, daß durch den ersten Stoß unter Umständen eine Ionisation von geringem Ausmaß auftreten kann, die bei den folgenden Spannungsstößen nicht mehr aufzutreten braucht, daß aber andererseits ein Durchschlagskanal für eine effektive Beschädigung des Dielektrikums eingeleitet werden kann. Bekannt ist aber auch, daß in der Natur die atmosphärischen Entladungen niemals einzeln auftreten, sondern in Gruppen aufeinander folgen, was für die Anwendung mehrerer Spannungsstöße spricht.

Die grundlegenden Erfolge in der Feststellung etwa aufgetretener Fehler bei der Stoßspannungsprüfung sind in den letzten zehn Jahren erzielt worden. Bis zu diesem Zeitpunkt hatte man die Stoßspannungskurve am Ende der Hochspannungswicklung mit Hilfe eines Katodenstrahl-Oszillographen aufgezeichnet. Zur Feststellung von Gasbildung oder von kurzzeitigen inneren Überschlägen war man auf den Buchholzschutz oder akustische Überwachungsmethoden angewiesen. Der Primärstrom wurde mit einem Schleifenoszillographen überwacht, wobei der Transformator mit Nennfrequenz erregt wurde. Mit diesen Methoden konnte man jedoch keine einwandfreie Fehlerfeststellung durchführen. Eine Methode, die gegenüber den genannten einen wesentlichen Fortschritt darstellte, wurde 1944 von *Hagenguth* angegeben [1]. Hierauf beruhen mit Variationen alle heutigen Methoden der Feststellung von Isolationsfehlern bei der Stoßprüfung. Nach diesem Verfahren wird in die Erdverbindung des Nulleiters ein kleiner ohmscher Widerstand angeordnet und der nach Erde fließende Strom mit einem Katodenstrahl-Oszillographen gemessen. Damit war es möglich, zumindest bei der Stoßspannungsprüfung mit Vollwellen, nicht nur größere Fehler, sondern auch schon geringere Isolationsfehler und Teildurchschläge zwischen einzelnen Spulen in ihrem Anfangsstadium zu erkennen. Wesentliche Verfeinerungen des Verfahrens wurden in den nächsten Jahren von verschiedenen Seiten vorgeschlagen [2], [3], [4]. Für die Feststellung von Fehlern in Drehstromtransformatoren mit isoliertem Nullpunkt und mit in Dreieck geschalteten Hochspannungswicklungen wurde eine Abänderung des vorstehend genannten Verfahrens vorgenommen [5].

Dabei wird der nach Erde über Widerstände abfließende Strom an den nichtgestoßenen Enden der Wicklungen der anderen Phasen gemessen oder die in diesen Wicklungen induzierten Spannungen. Eine bessere Fehlerortsbestimmung läßt sich erreichen durch Messung des Stromes, der über die Erdkapazitäten der Wicklungen fließt. Dabei wird der Kessel des Transformators gegen Erde isoliert aufgestellt und mit dem Nullpunkt der Hochspannungswicklung verbunden. Dadurch ist eine sichere Erfassung auch kleinster Fehler bis zu etwa 0,2%

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

der Gesamtzahl der Windungen [illegible] Im Gegensatz zu dem jetzt genannten Verfahren, bei dem der gesamte über die Hauptisolierung fließende Verschiebungsstrom gemessen wird, kann auch nur ein Teil desselben gemessen werden. Hierfür wird zur Messung die auf dem gestoßenen Schenkel sitzende Sekundärwicklung herangezogen [6]. Mit dieser Meßmethode ist es, wie zahlreiche Versuche ergeben haben, möglich, sowohl bei Vollwellen als auch bei abgeschnittenen Wellen, den Fehlerort aus den aufgenommenen Oszillogrammen mit sehr guter Annäherung zu bestimmen. Auch Isolationsdurchschläge, die in Form von Büschelentladungen oder Gleitentladungen die Isolation der Leiter beschädigen, sind aus den Oszillogrammen klar erkennbar. Durch die feste kapazitive Kopplung zwischen Hochspannungs- und Niederspannungswicklung, die auf dem gleichen Kern sitzen, liefert der Ladestrom der Niederspannungswicklung eine zuverlässige Anzeige von jeder Störung, die in der Hochspannungswicklung auftritt.

Es scheint, als ob dieser Methode, die bisher die besten und genauesten Fehlerfeststellungen ermöglicht hat, ein entscheidender Anteil an der endgültigen Einführung der Stoßspannungsprüfung zukommt. Von Wichtigkeit ist bei derartigen Prüfungen, daß ein etwa aufgetretener Fehler erkannt und seine Lage möglichst genau festgelegt werden kann. Sofern dies nicht möglich ist, kann es sonst vorkommen, daß durch die Stoßspannungsprüfung wesentlich zu einer schnellen Alterung des Transformators beigetragen wird.

Man ist heute tatsächlich in der Lage, mit Hilfe der geschilderten Meßmethoden diese beiden Bedingungen weitgehendst zu erfüllen. Die bei einer plötzlichen Störung der Potentialverteilung entstehenden sehr rasch abklingenden hochfrequenten Ausgleichsschwingungen übertragen sich über die Wicklungskapazitäten sofort auf die auf der geerdeten Seite gemessenen Stoßströme. Besonders deutlich machen sich die überlagerten Störschwingungen im Kesselstrom bemerkbar.

Verursacht die einziehende Überspannungswelle einen Windungs- oder Spulendurchschlag, dann gibt die Zeit zwischen Stoßbeginn und Einsetzen der Störung die Entfernung des Fehlerortes vom Wicklungseingang an. Man rechnet im Durchschnitt mit einer Laufgeschwindigkeit der Stoßspannungswelle von rund 150 m/µs. Damit kann man sehr einfach die Lage des Fehlerortes innerhalb der Wicklung bestimmen. Diese bequeme Methode ist natürlich nicht anwendbar, wenn der Fehler in der Sekundärwicklung oder bei einem Durchschlag nach Erde auftritt. Derartige Erscheinungen können jedoch ohne weiteres dem Oszillogramm des Spannungsverlaufes entnommen werden.

Tritt z. B. ein Fehler am Wicklungseingang auf, dann bricht die Spannung vollständig zusammen, was dem Oszillogramm sehr eindeutig zu entnehmen ist. Sind der Fehlerstelle bei einem Schaden der Hauptisolation im Innern des Transformators eine größere Anzahl von Windungen vorgeschaltet, dann wird die Spannung in wesentlich geringerem Maß, als bei einem Kurzschluß, zusammenbrechen. Man kann mit einiger Übung aus den Oszillogrammen wertvolle Hinweise auf die Art des Fehlers entnehmen.

Des öfteren sind bei Oszillogrammen, mit denen der Stromverlauf aufgenommen wurde, Hochfrequenzschwingungen zu beobachten, die nicht den charakteristischen Verlauf haben, der bei einem Isolationsdefekt zu beobachten ist. Die Ursache dieser Erscheinung kann eine Funkenbildung im Erdungssystem der Stoßanlage sein, ebenso schwankende Kontaktübergangswiderstände innerhalb der Zuleitung oder Luftblasen an Stellen hoher Feldstärke. Unter Umständen können auch nicht

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

geerdete Teile [illegible] frequenten Störschwingungen [illegible] zu unterscheiden ist [illegible].

Durch die Stoßspannungsprüfung soll die Beanspruchung der Praxis möglichst genau nachgeahmt werden. Der anlagemäßige und zeitliche Aufwand für diese Prüffeldern ist allerdings recht erheblich.

In einer Vielzahl von Prüfungen mit voller Höhe der Spannung liegt bestimmt eine Gefahr für die Isolation. Es ist eindeutig nachgewiesen, daß eine Alterung der Isolation durch öftere Wiederholung der Prüfung mit der gerade noch zulässigen Spannung eintritt. Wie aber bereits erwähnt, sind Befürchtungen, daß unterhalb der Ermüdungsgrenze liegende Spannungsstöße einen schädlichen Einfluß auf die Isolationsfestigkeit ausüben, durchaus unbegründet.

Die Stoßspannungsprüfung wird zweckmäßigerweise folgendermaßen durchgeführt. Nach einigen Spannungsstößen mit der Vollwelle mit reduzierter Spannung ist es gut, mehrere Stöße mit abgeschnittenen Wellen der gleichen Spannungshöhe folgen zu lassen. Nachdem dabei die als Grundlage dienenden Vergleichsoszillogramme aufgenommen worden sind, wird mit voller Spannungshöhe gestoßen. Dabei werden die einzelnen Wicklungsstränge zunächst mit zwei abgeschnittenen Wellen und dann mit zwei Vollwellenstößen geprüft.

Um in jedem Fall die Fehler sicher erkennen und ihre Lage feststellen zu können, ist es zweckmäßig, gleichzeitig zwei Messungen durchzuführen. Registriert werden soll der Ladestrom, der von der Niederspannungswicklung zur Erde fließt, und im Fall fester Erdung des Nullpunktes der Nullstrom oder im Fall des isolierten Nullpunktes der Strom, der von den beiden nicht gestoßenen Enden der Hochspannungswicklung zur Erde fließt.

Die Erzeugung abgeschnittener Wellen wird so vorgenommen, daß dem Prüfling eine Stabfunkenstrecke entsprechender Schlagweite parallelgeschaltet wird. Festlegungen über die Einwirkdauer und die Spannungshöhe sind international noch nicht getroffen worden. Bei Großtransformatoren sollte jedoch bei im Rücken abgeschnittenem Stoß die Einwirkdauer unter keinen Umständen geringer sein als 3 μs und die Scheitelspannung um 15% höher sein als die des Vollwellenstoßes. Wird mit in der Stirn abgeschnittener Welle geprüft, dann sollte die Spannung eine Anstiegssteilheit von 1000 kV μs haben und einen Scheitelwert vom etwa 1,35- ··· 1,75fachen der Vollwellenprüfspannung [7].

Man kann heute sagen, daß die Stoßprüfung und vorzugsweise die Methoden zur Feststellung dabei aufgetretener Fehler bereits derart weit in der Entwicklung fortgeschritten sind, daß der Einführung dieser Prüfung in der Praxis keine ernsthaften Bedenken mehr entgegengestellt werden können. Dabei ist nicht zu vergessen, daß jeder Überschlag an den Schutzfunkenstrecken eines Transformators letzten Endes ja eine Beanspruchung mit abgeschnittener Welle darstellt.

Mechanische Beanspruchungen der Wicklung

Die mechanischen Beanspruchungen der Wicklungen bei Betrieb der Nennleistung sind durchaus beherrschbar und üben keinen Einfluß auf die Lebensdauer des Transformators aus. Im Kurzschlußfall stehen sie allerdings wegen der quadratischen Abhängigkeit [illegible] dungen und der [illegible] meiden, [illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Eine [illegible] Kurzschlußfall auftretenden Stromkräfte kann man sich leicht klarmachen, wenn man das Verhalten der magnetischen Kraftlinien betrachtet. Durch die Bestrebungen der Kraftlinien, sich eine Bahn mit kleinstem Widerstand zu schaffen, werden auf die einzelnen Wicklungsteile entsprechende Kräfte ausgeübt. Die angestrebte Verkürzung des Kraftlinienweges hat axiale und die Verbreiterung des Querschnitts radiale Druckkräfte zur Folge. Die axialen Druckkräfte werden vom Leitermaterial, der Isolation und den Distanzstücken aufgenommen. Die Preßkonstruktionen, die die Wicklungen axial unter Druck halten, haben vorwiegend den Zweck, Vibrationen der Windungen unter dem Einfluß von Kurzschlußkräften zu verhindern, weil hierdurch die Isolation durchgescheuert werden kann.

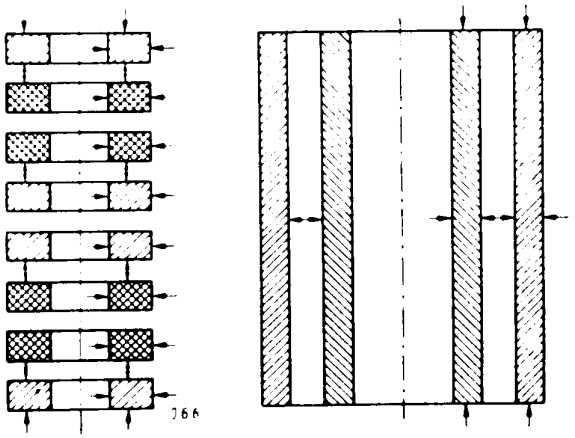


Bild 6. Kurzschlußkräfte in Transformatoren mit Scheiben- und Zylinderwicklung

Die Radialkräfte versuchen den äußeren Zylinder zu dehnen und den inneren zusammenzudrücken. Diese Kräfte müssen von dem Wicklungsmaterial und dem Träger der Wicklung aufgenommen werden.

Eine schematische Darstellung dieser Kraftwirkungen bei Scheiben- und Zylinderspulen zeigt Bild 6. Während bei Transformatoren mit Scheibenwicklung die auftretenden Kräfte in der Größenordnung von 10 · · · 50 t liegen, betragen diese bei Transformatoren mit Zylinderwicklung einige hundert Tonnen. Aber auch diese Beanspruchungen können bei sorgfältiger Konstruktion und sauberem Aufbau des Apparates sicher beherrscht werden, was die Praxis zur Genüge erwiesen hat. Ist bei einer Zylinderwicklung eine AW-Unsymmetrie vorhanden, die durch verschiedene Länge von Primär- und Sekundärwicklung zustande kommt, dann versuchen die im Kurzschlußfall auftretenden Kräfte diese Unsymmetrie zu vergrößern. Die Wicklungen werden dann axial auseinandergeschoben. Die dabei auftretenden Kräfte müssen von der Spannkonstruktion der Wicklung aufgenommen werden. Tritt aus irgendwelchen Gründen ein Windungsschluß auf, dann können die durch die dadurch hervorgerufenen Unsymmetrien sich einstellenden Kräfte nicht mehr von der Haltekonstruktion der Wicklung aufgenommen werden. Die Folge davon ist dann eine vollkommene Zerstörung der Wicklung, wobei es nachher fast unmöglich ist, die tatsächliche Fehlerursache herauszufinden. Man muß

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

besonders bei der Anordnung von Regelwicklungen darauf achten, daß eine Ausführungsart der Wicklung gewählt wird, bei der die Unsymmetrie klein bleibt oder ganz verschwindet. Die bisher genannten Beanspruchungen werden die Lebensdauer des Transformators nur in den seltensten Fällen kritisch beeinflussen. Anders sieht es mit der thermischen Beanspruchung der Wicklung aus.

Thermische Beanspruchung der Wicklung

Es ist aus der Praxis bekannt, daß es gerade die hohen Betriebstemperaturen sind, die eine entscheidende Schwächung des Isoliermaterials zur Folge haben. Thermische Überbeanspruchungen führen letzten Endes dazu, daß das Isoliermaterial den elektrischen und mechanischen Beanspruchungen auf die Dauer nicht mehr gewachsen ist. Die thermischen Einwirkungen verursachen strukturelle Änderungen des Materials, die seine Lebensdauer entscheidend schwächen können.

Man kann also sagen, daß die Lebensdauer eines Transformators vorzugsweise von der Lebensdauer seines Isoliermaterials abhängt. Maßgebend für diese sind die thermischen Betriebsbedingungen. Wegen der hohen Anschaffungskosten eines Transformators ist seine Lebensdauer von großer wirtschaftlicher Bedeutung. Man muß demzufolge darum besorgt sein, daß die Lebensdauer des Isolierstoffes entsprechend hoch ist. Um dieses Ziel zu erreichen, stehen zwei Wege offen. Entweder man baut Transformatoren mit niedriger Erwärmung oder man verwendet Isoliermaterialien, die während längerer Zeit hohe thermische Beanspruchungen vertragen können.

Wir isolieren heute unsere Leitungsdrähte fast ausschließlich noch mit Papier, dessen Ausgangsstoff die Zellulose ist. Dieses Isolierpapier erleidet bei Temperaturen über 100° C chemische Strukturveränderungen, die theoretisch heute noch nicht einwandfrei geklärt sind.

Maßgebend für die nun folgenden Betrachtungen sind zwei Faktoren, die Höhe der thermischen Beanspruchung und die Dauer ihrer Einwirkung. Man muß also, will man sich ein klares Bild über die Zusammenhänge verschaffen, die Abhängigkeit der Eigenschaften des verwendeten Isoliermaterials von den genannten Faktoren untersuchen, d. h. man muß die „Alterung" des Isolierstoffes feststellen. Dies geht so vor sich, daß man z. B. Isolierpapier längere Zeit in Ölbädern mit jeweils verschiedener, aber für eine Probe konstanter Temperatur beläßt und dann die chemischen, elektrischen und mechanischen Eigenschaften untersucht. Dabei stellt man dann fest, daß in Abhängigkeit von der Höhe der Temperatur und ihrer Einwirkdauer bestimmte Verschlechterungen des Materials auftreten. Diese erfolgen je nach der gewählten Bestimmungsgröße innerhalb sehr verschiedener Zeiten. Es ist zu beobachten, daß sich im allgemeinen die elektrischen Eigenschaften langsamer verschlechtern als die mechanischen. Es sind eine ganze Reihe von Fällen bekannt, in denen der Isolierstoff infolge zu hoher thermischer Beanspruchungen seine mechanische Widerstandskraft fast vollständig verloren hatte. Die Isolation ist brüchig geworden, und trotzdem kann die noch vorhandene elektrische Festigkeit, die ja in geringerem Maß zurückgeht, für den normalen Betrieb vollkommen ausreichend sein. Erst eine unter Umständen lange Zeit später plötzlich auftretende mechanische Beanspruchung, hervorgerufen durch einen Kurzschluß, hat dann, oftmals aus merkbaren Gründen, den Ausfall des Transformators zur Folge. Eine einwandfreie Beobachtung, wann [illegible] nicht

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

mehr den gesetzmäßigen Verlauf [illegible] schwer zu treffen und auch bis heute noch nicht angestrebt worden.

Grundlegend bei Betrachtungen dieser Art sind eine Reihe von Untersuchungen, die zum Ziel hatten, die Alterung von Isoliermaterialien festzustellen [8], [9], [10], [11].

Montsinger zeigte, daß die Zerreißfestigkeit von Lackband bei Wärmebehandlung unter Öl zwischen 90° und 110° C bei einer Temperaturerhöhung von 8° C auf den halben Wert zurückgeht. Oder anders ausgedrückt, daß die Alterung, gemessen an der Zerreißfestigkeit bei 8° Temperaturzunahme, in dem genannten Bereich verdoppelt wird. Versuchsreihen mit Manilapapier ergaben zwischen 115° und 200° C die gleiche von *Montsinger* beobachtete Gesetzmäßigkeit.

An sich wirkt es eigentlich verblüffend, daß durch eine an sich geringfügige Temperatursteigerung von nur 8° C die Lebensdauer einer Isolation bereits auf

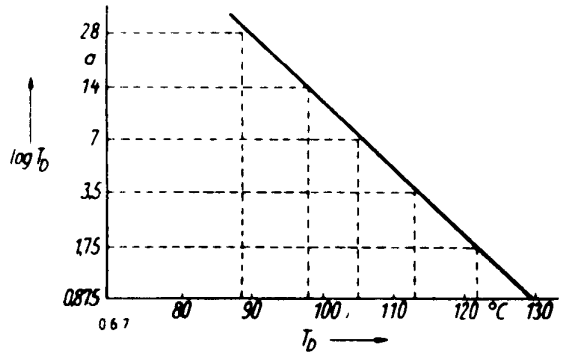


Bild 7. Abhängigkeit der Lebensdauer von der Dauertemperatur

die Hälfte zurückgeht. Erklärlich wird diese Beobachtung erst, wenn man, wie bereits erwähnt, in Betracht zieht, daß mit Temperaturerhöhungen stets beschleunigte chemische Zersetzungsprozesse verbunden sind. Nach dem Gesetz von der chemischen Reaktionskinetik nimmt die Reaktionsgeschwindigkeit mit der *e*-Potenz der Temperatur zu.

Unter der Berücksichtigung dieser Tatsache wird auch die von *Montsinger* gefundene Gesetzmäßigkeit klar. Der Zusammenhang zwischen der Alterung bzw. der Lebensdauer und der Dauertemperatur T_D ist in Bild 7 dargestellt. Die Abhängigkeit der Lebensdauer von der Betriebstemperatur ist eine logarithmische. Tragen wir die Lebensdauer, aufgezeichnet im logarithmischen Maßstab, auf der Ordinate in Abhängigkeit von der Dauertemperatur auf, dann ergibt sich eine Gerade. In der Praxis ist es natürlich von großer Wichtigkeit zu wissen, daß schon 8° C mehr oder weniger in der Erwärmung von entscheidendem Einfluß auf die Lebensdauer und damit auf die Wirtschaftlichkeit eines Transformators sind. Ist die Wicklung des Transformators mit einem Isoliermaterial der Klasse A versehen, dann hat er bei einer Dauertemperatur von 150° C eine Lebensdauer von 7 Jahren. Nun kommt eine Dauertemperatur von 105° C während 7 Jahren nicht vor, da ja der Betriebszustand dauernden Schwankungen unterworfen ist. Man weiß andererseits, daß bei einer Dauertemperatur von 113° C die Lebensdauer nur noch

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

3,5 Jahre betragt. Es ist deshalb sehr wichtig, daß sich Berechner und Konstrukteur eines Transformators grundlegende Gedanken machen über die sich im Betrieb ergebende Erwärmung. Man sollte auch einen größeren Rechenaufwand oder umfangreiche Modellversuche nicht scheuen, denn hier hat man die Möglichkeit, unter Umständen mit geringem Aufwand die Lebensdauer eines Apparates wesentlich zu verlängern. Man sollte viel mehr als das üblich ist, die von *Montsinger* gefundene Regel bei der Frage nach der maximal zulässigen Dauertemperatur eines elektrischen Apparates berücksichtigen.

Es ist andererseits aber auch klar, daß die Regel von *Montsinger* kein Gesetz ist, aus dem man folgert, daß ein Transformator mit einer Isolation nach Klasse A nach einem Dauerbetrieb von 7 Jahren bei einer Isolationstemperatur von 105° C wegen eines Isolationsschadens ausfallen muß. Doch das ist für den praktischen Wert ohne Bedeutung. Der Hauptwert liegt vielmehr in statistischen Vergleichen.

Die Regel von *Montsinger* versetzt uns in die Lage, und das ist ihre hauptsächliche Bedeutung, stets die durchschnittliche, relative Änderung der Lebensdauer bei bestimmten Temperaturerhöhungen während einer bestimmten Zeit anzugeben.

Ist die Belastung eines Transformators während eines bestimmten Zeitraumes bekannt, dann ist es möglich, den prozentualen Verbrauch an Lebensdauer anzugeben.

Wenn während einer bestimmten Zeit t die Belastung eines Transformators und seine Umgebungstemperatur konstant ist, dann gilt dies auch für die Temperatur seiner Isolation. Diese bestehe aus Papier und gehört demzufolge zur Isolationsklasse A. Während dieser Zeit t soll ihr konstanter Temperaturwert T_0 betragen. Ihm entspricht eine bestimmte Lebensdauer D.

Der prozentuale Verbrauch während t Jahren ist dann:

$$V_t = \frac{t}{D} \cdot 100\,\%.$$

Ist nun die Belastung und demzufolge auch die Temperatur während einer Zeitspannung t_1 veränderlich, dann entspricht der veränderten Temperatur T eine bestimmte Änderung der Lebensdauer D_T. Der Verbrauch an Lebensdauer während des Zeitelements dt_1 ist dann gegeben durch die Beziehung

$$V_{t1} = \mathrm{d}t_1/\mathrm{d}D_T \cdot 100\,\%.$$

Der Gesamtverbrauch während der Zeit t beträgt dann:

$$V_t = 100 \cdot \int_0^t \frac{\mathrm{d}t}{\mathrm{d}D_T}.$$

Als einfachstes soll jetzt eine lineare Abhängigkeit der Temperatur von der Zeit betrachtet werden. Es sei zur Zeit $t = 0$ die Temperatur gleich T_t und zur Zeit $t = t_1 = T_1$. Demzufolge beträgt die veränderliche Temperatur T in der Zeit zwischen Null und t_1:

$$T = T_0 + \frac{T_1 - T_0}{t_1} \cdot t.$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Dieser Wert, in die Beziehung für den Gesamtverbrauch eingesetzt, ergibt den Verbrauch an Lebensdauer während der Zeit t_1 zu:

$$V_{t1} = k \cdot \frac{t_1}{T_1 - T_t} \left(\frac{1}{D_T} - \frac{1}{D} \right) \cdot 100\%.$$

Hierin ist k eine Konstante, die sich aus dem Einsetzen der Werte für die zulässige Grenztemperatur, dem Steigerungswert der Montsingerschen Regel und dem Lebensdauerwert für die zulässige Temperatur ergibt. Daraus errechnet sich k zu 11,55.

Mit Hilfe dieser Beziehung ist es nunmehr möglich, den durch kurzzeitige Überlastungen, z. B. durch Kurzschlüsse, verursachten Verbrauch an Lebensdauer zu berechnen [12], [13].

Es ergibt sich z. B. für einen Transformator mit einer Kurzschlußspannung von 8% und einer Stromdichte von 4 A/mm² und einer stationären Wicklungstemperatur von 105° C nach einem 5 s dauernden Klemmenkurzschluß eine maximale Temperatur der Wicklung von 207° C. Zur Berechnung des Verbrauchs an Lebensdauer genügt es, eine lineare Steigerung der Temperatur während der Dauer des Kurzschlusses anzunehmen, Unter dieser Voraussetzung ergibt sich ein Verbrauch an Lebensdauer von rund 10 min.

Daraus ergibt sich für die Kurzschlußzeit von 5 s ein Verbrauch von rund 0,035%. Wird nach dem Kurzschluß der Transformator ohne Abschaltung mit Nennlast gleich weiter betrieben, dann wird nach einiger Zeit die Temperatur der Wicklung wieder auf den ursprünglichen Wert von 105° C zurückgehen. Die Abkühlung der Wicklung geht nach einer Kurve vor sich, die nach einer e-Funktion verläuft. Ist uns die Zeitkonstante der Wicklung bekannt, dann kann man daraus das Abklingen der Temperatur in der Wicklung ermitteln. Bei einer Zeitkonstanten von 5 min geht die Temperatur der Wicklung auf 122° C zurück. Setzt man diesen Wert in die Lebensdauerbeziehung ein, dann ergibt sich ein Verbrauch von rund 0,12%. Vergleicht man die beiden Werte miteinander, dann stellt man fest, daß der eigentliche Verbrauch an Lebensdauer während der Abkühlungsperiode eintritt. Rechnet man den prozentualen Verbrauch, bezogen auf die Normallebensdauer von 7 Jahren, bei 105° Wicklungstemperatur um, dann ergibt sich durch den Kurzschluß ein Verbrauch von $\approx$ 3 Tagen. Das betrachtete Beispiel ergibt noch verhältnismäßig günstige Werte, da sich nur eine Kurzschlußtemperatur der Wicklung von 207° C ergeben hatte. Läßt man aber, wie dies oft der Fall ist, während einiger Sekunden Kurzschlußtemperaturen von 250° C zu, dann gibt der Verbrauch an Lebensdauer bereits ernsthaft zu denken. In diesem Fall beträgt nämlich der Verlust an Lebensdauer bei einem 5 s dauernden Kurzschluß bereits 0,3 Jahre.

Natürlich gibt es für dieses Lebensdauergesetz auch Einschränkungen. Bei Wicklungstemperaturen unter 90° C ergibt sich eine Lebensdauer von über 30 Jahren. Derart betriebene Transformatoren erleiden nicht den Wärmetod, sondern gehen aus anderen Gründen zugrunde. Man muß ferner noch beachten, daß diese Betrachtungen nur Gültigkeit haben für Isolierstoffe der Klasse A bzw. bei Verwendung unter Öl der Klasse A_0.

Die für die Alterung maßgebende Temperatur des Isoliermaterials setzt sich zusammen aus der Temperatur des Kühlmittels, z. B. der umgebenden Luft oder

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

bei OWA-Kühlung des Kühlwassers, und aus der Erwärmung des Isoliermittels gegenüber dem angewendeten Kühlmittel. Die thermische Beanspruchung der Isolation ist dabei von zwei Faktoren abhängig, von der Verlustwärme in der Wicklung und der Temperatur des Kühlmittels. Der letzte Faktor ist von außen her praktisch nicht zu beeinflussen. Man muß also, wie es auch in den Vorschriften festgelegt ist, zwei verschiedene Begriffe unterscheiden, die Grenztemperatur und die Grenzerwärmung. Die Grenztemperatur ist die Summe aus dem Maximalwert der zulässigen Erwärmung des Isolierstoffes und einem bestimmten Höchstwert für die Temperatur des äußeren Kühlmittels. Die Grenzerwärmung ist die höchstzulässige Erwärmung der Isolation. Man sollte sich davor hüten, einen Transformator entsprechend seiner Grenztemperatur zu betreiben. Das hat unter Umständen eine Verkürzung seiner Lebensdauer zur Folge, sobald man sich der kritischen Temperatur, die für die thermische Beschädigung der Isolation maßgebend ist, nähert. Der zulässigen Grenzerwärmung von 70° C für Isolierstoffe der Klasse A_0 ist eine maximale Raumtemperatur von 35° C und eine Grenzerwärmung des Öls von 60° C zugrunde gelegt. Dabei ist ein Temperatursprung Wicklung-Öl von 10° C angenommen. Die Feststellung der Erwärmung der Wicklung erfolgt dabei durch Widerstandsmessung oder durch Thermoelemente an der vermutlich heißesten Stelle. Fraglich und unwahrscheinlich ist es, daß in diesen Fällen die wirklich heißeste Stelle der Wicklung erfaßt wird. Diese Stelle ist normalerweise unzugänglich. Es ist also zweckmäßig, sicherheitshalber mit einem Temperatursprung von 15° C zwischen der tatsächlich heißesten Stelle und dem Öl zu rechnen. Alle weiteren Folgerungen für den Betrieb der Transformatoren ergeben sich daraus von selbst. Eine Belastung des Transformators, die wirklich die thermischen Möglichkeiten voll ausnutzt, kann nur mit Hilfe eines thermischen Abbildes gesteuert werden [14]. Dann ist mit einigen Prozent Genauigkeit die Gewähr gegeben, daß keine thermische Überlastung der Wicklungsisolation eintritt.

Es ist natürlich sehr schwer festzustellen, ob der zeitliche Ablauf der Belastung eines Großtransformators auf die Lebensdauer einen merklichen Einfluß ausgeübt hat. Dazu sind genaue Betriebsüberwachungen, auch über die Dauer von Kurzschlüssen, unerläßlich. Erst dann ist bei Schadensfällen eine Rekonstruktion einwandfrei möglich und erst dann können die Untersuchungen im Laboratorium über die Lebensdauer von Isolierstoffen und die Erfahrungen der Praxis in Einklang gebracht werden.

Es sei in diesem Zusammenhang auf eine von *Kelnath* angegebene Alterungsanzeige für Hochspannungsisolationen hingewiesen [15]. Dieses Verfahren beruht darauf, daß in bestimmten Zeitintervallen die Temperatur eines in einem thermischen Abbild geheizten Nickelwiderstandes mit einer Wheatestoneschen Brücke gemessen wird. Die sich unter Umständen durch zu hohe thermische Belastung ergebende Verminderung der Lebensdauer wird durch einen Synchronzeitzähler erfaßt. Registriert wird auf einem Streifenschreiber, der mit geringem Papiervorschub arbeitet. Man kann auf dem Streifen sowohl die Temperatur, also die Alterungsgeschwindigkeit, als auch die Summe der eingebüßten Lebensdauerstunden aufschreiben.

Es ist in den letzten Jahren sehr viel getan worden für die Aufklärung der Zusammenhänge zwischen Temperatur und Alterung. Es müßte jetzt etwas getan werden für die Auswertung und Anwendung der dabei gesammelten Erkenntnisse. Man rechnet heute mit einer bestimmten Lebensdauer von Großtransformatoren.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Dabei beginnt man sich in der Praxis damit, von Zeit zu Zeit Überprüfungen des Transformatoröls und des Isolationszustandes der Wicklung durchzuführen. Ergeben sich schlechte, für den Betrieb ungünstige Werte, dann wird der Apparat getrocknet, die Ölfüllung regeneriert, um sein Leben zu verlängern. Stellt man fest, daß die Isolation nicht mehr einwandfrei ist, wird sie unter Umständen erneuert. Das geht natürlich nicht in jedem Fall. Dabei ist aber kein Anhaltspunkt vorhanden über die Gründe für diese Erscheinung. Eine laufende Kontrolle über die Belastung und die Umrechnung in Lebensdauerverlust wäre sehr umständlich. Diese Arbeit würde ein Alterungszähler vollkommen selbsttätig durchführen. Es wäre daher ernsthaft zu überlegen, ob man nicht einem derartigen Gedanken in der Praxis näher treten sollte.

Schlußbetrachtung

Faßt man die bisherigen Ausführungen zusammen, dann kann man folgendes sagen: Die betriebliche Leistungsfähigkeit und die Lebensdauer eines Großtransformators hängen in erster Linie von seinem Verhalten unter thermischen und dielektrischen Beanspruchungen ab.

Das thermische Verhalten wird bestimmt durch die genaue Kenntnis der Temperatur, die in den heißesten Teilen der wärmeempfindlichen Stellen erreicht wird. Weiterhin sind die Methoden der laufenden Überwachung dieser heißesten Stellen von maßgebendem Einfluß auf die betriebliche Widerstandsfähigkeit des Transformators. Die Anwendung thermischer Relais ermöglicht es, die Belastungskapazität des Apparates voll auszunutzen. Unter Umständen ist es angebracht, bestimmte außergewöhnliche Belastungen mit einem gewissen Aufwand an Lebensdauer in Kauf zu nehmen. Von diesen Gesichtspunkten aus wäre eine Festlegung der zulässigen Überlastungen seitens der Hersteller anzugeben. Die jetzt genannten Werte basieren teilweise auf falschen Voraussetzungen. Die jetzt geltenden thermischen Begrenzungen, die bei uns in Deutschland für Isolierungen der Klasse A_0 10° C über denen anderer Länder liegen, werden durch die verwendeten Isoliermaterialien, wie Zellulosepapier und Mineralöl, bewirkt. Es wird eine Angelegenheit der weiteren Entwicklung sein, hierfür geeignete Stoffe bereitzustellen, die höhere thermische Belastungen vertragen. Das im Transformator vorhandene Eisen und das Leitermaterial können höhere Temperaturen aushalten. Allerdings müssen dann auch die Träger der Wicklung, die Isolierrohre, höheren Temperaturen als bisher gewachsen sein. Mit anorganischen Isolierstoffen und synthetischen Isolierflüssigkeiten würde sich hier eine Steigerung um etwa 30% im Verhältnis Leistung zu Gewicht eines Transformators erreichen lassen. Vorläufig besteht zwischen diesen beiden Komponenten noch eine große thermische Unvereinbarkeit. Gelingt es, diese zu reduzieren, dann wird das einen großen Fortschritt im Transformatorenbau bedeuten. Bei der Betrachtung des Kurzschlußstromwärmeproblems ist zu beachten, daß keine zuverlässigen Statistiken über Transformatorenkurzschlüsse vorliegen. Es ist als sicher anzunehmen, daß sich die Lebensdauerverkürzungen verschiedener Kurzschlüsse während der Lebensdauer eines Transformators addieren. Ungewiß ist, ob die Folgen der mechanischen Beanspruchung durch die Kurzschlußkräfte von einem Kurzschluß bis zum nächsten erhalten bleiben. Abschließend kann hierzu gesagt werden, daß die Kurzschlußprobleme des Transformators hinsichtlich der elektrischen Seite wirklich geklärt sind. Offen sind noch eine ganze

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Reihe von mechanischen Problemen; die thermischen Probleme sind ebenfalls bei weitem noch nicht durchforscht, während die statistische Seite noch vollkommen offen ist.

Der Transformator ist der empfindlichste und oftmals der wertvollste Teil einer Übertragungsanlage. Er muß daher besonders gegen atmosphärische Überspannungen geschützt sein. Dies wird einesteils durch geeignete Anordnungen der Wicklungen und sorgfältigste Hauptisolation erreicht, andererseits durch sehr sorgfältige Koordination der Isolation und Einreihen des Transformators in den höchsten Isolationspegel. Der Nachweis der elektrischen Festigkeit wird durch die VDE-mäßig festgelegten Prüfungen geführt. Hierzu kommt jetzt noch die Stoßprüfung. Diese ist heute so weit entwickelt, daß sowohl Stöße mit abgeschnittenen Wellen als auch mit Vollwellen 1/50 in vereinbarter Zahl und Polarität auf den Prüfling gegeben werden können. Bei der Prüfung eingetretene Fehler können durch Katodenstrahl-Oszillogramme der Stoßspannung und Stoßströme sicher angezeigt werden. Auch die Art und der Ort des Fehlers können an Hand der Oszillogramme mit großer Sicherheit bestimmt werden. Darüber hinaus gibt die Stoßprüfung noch die Möglichkeit, auch die Fehler aufzuzeigen, die durch die anderen Prüfungen nicht aufgedeckt werden, wie z. B. schlechte Verbindungen, Glimmstellen usw.

Es ist heute bereits so, daß die Stoßprüfung kein Gegenstand von Kritiken mehr zu sein braucht. Sie wird vielmehr in kurzer Zeit die anderen Prüfungen ablösen.

Allgemein kann gesagt werden, daß bis jetzt schon sehr viel getan ist, um die Lebensdauer von Großtransformatoren zu erhöhen, daß es aber noch eine ganze Reihe von Problemen zu lösen gibt, von denen die hauptsächlichsten vorstehend genannt worden sind.

Literatur

[1] *Hagenguth:* A. I. E. E. Trans. 1944, S. 999—1005 und 1444—1452.

[2] *Stenkvist:* Asea Journal 1947, S. 10.

[3] *Wellauer:* Bull. S. E. V. 1947, S. 149.

[4] *Beldi:* BBC-Mitteilungen 1950, S. 179.

[5] *Rippon* und *Hickling:* Proc. Inst. Electr. Eng. II, 1949, S. 769.

[6] *Elsner:* Cigre 1954, Bericht 101.

[7] *Gänger:* ETZ-A 1955, H. 5, S. 177.

[8] *Montsinger:* Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. 1930, S. 776.

[9] *Clarke:* Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. Techn. Paper 1942, S. 98.

[10] *Hill:* Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. 1939, S. 484.

[11] *Ehlers:* ETZ-A 1953, S. 553.

[12] *Gotter:* Técnica. Revista de la Universidad de Tucuman. Bd. 1, S. 30.

[13] *Vidmar:* Transformatorenkurzschlüsse, 1954, Braunschweig-Vieweg, 2. Auflage.

[14] *Kamber:* Bull. Oerlikon 1952, S. 13.

[15] *Keinath:* ATM 1951, V 2177-4.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Technische Normung und Standardisierung

Ing. W. Meister, Berlin

Die industrielle Produktion der verschiedenartigsten hochwertigen Gegenstände, Maschinen und Geräte ist nur dann möglich, wenn vorher einige vorbereitende Arbeiten stattgefunden haben, wie Konstruktion, Berechnung, Anfertigung einwandfreier Werkstattzeichnungen, Ausarbeitung des technologischen Prozesses der Fertigung und exakte Planungen zur Bereitstellung der erforderlichen Werkstoffe, Produktionsmittel, Arbeitskräfte und dergleichen mehr. Während in den Anfangsjahren des Maschinenbaues verhältnismäßig einfache Zeichnungen angefertigt wurden, die mit wenigen Maßen versehen der Werkstatt eine weitgehende Freizügigkeit bei der Herstellung der einzelnen Teile und Maschinen erlaubten, bestehen heute viele Regeln. Es wurden umfangreiche Vereinbarungen über die Darstellung der einzelnen Gegenstände, das Eintragen der Maße, die Festlegung der Toleranzen usw. getroffen. Der moderne Maschinenbau kann und darf der Werkstatt hinsichtlich der Gestaltung und Bearbeitung der einzelnen Teile und der gesamten Maschinen und Apparate keinerlei Freiheit zugestehen, weil die Anforderungen an Bauteile und Werkstoffe sowie die Beanspruchung derselben durch verhältnismäßig große Kräfte in meist wechselnder Richtung, durch hohe und tiefe Temperaturen und viele andere Faktoren ständig im Wachsen begriffen sind. Dabei muß das Ziel sein, technologische Konstruktionen auszuführen, die neben der zweckmäßigsten Lösung der gestellten Aufgabe in funktioneller und wirtschaftlicher Hinsicht die Anwendung der wirtschaftlichsten Fertigungsmethoden gestatten. In vielen Fällen gehen den Konstruktionsarbeiten umfangreiche Forschungs- und Entwicklungsarbeiten voraus, die selbstverständlich nicht nur in der zweckgebundenen Aufgabe ihren Niederschlag finden dürfen, sondern auch in Arbeiten der Nachbargebiete eingehen müssen. Oftmals werden bei den Entwicklungs- und Konstruktionsarbeiten die volkswirtschaftlichen und die technologischen Belange zu wenig berücksichtigt. Das findet unter anderem seinen Ausdruck darin, daß zu wenig zweckmäßig und systematisch gegliederte Baureihen vorhanden sind und oftmals eine Vielzahl von Teilen angewendet wird, die durch nichts gerechtfertigt ist.

Es ist deswegen notwendig, einigen Fragen der Normung und Standardisierung besondere Aufmerksamkeit zu schenken, weil ohne die konsequente Durchsetzung der Normung und Standardisierung unserer Volkswirtschaft schwerer Schaden zugefügt, die Exportfähigkeit unserer Erzeugnisse herabgemindert und eine zufriedenstellende Ersatzteilbewirtschaftung unmöglich gemacht wird.

Die bisher in unseren Betrieben und Instituten angewendeten Prinzipien der Normungsarbeit sind nicht immer zweckmäßig. In sehr vielen Fällen stehen die verantwortlichen Funktionäre der Wirtschaft und Technik in den Betrieben leider noch auf dem Standpunkt, daß Normung und Standardisierung bestenfalls Aufgabe der Normen-Ingenieure und Sachbearbeiter in den Normenbüros sei. Dieser

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

falsche und schädliche Standpunkt muß jedoch überwunden werden, wenn wir die uns gestellten technischen Aufgaben im zweiten Fünfjahrplan lösen wollen.

Normen sind an sich nichts Neues und keine Errungenschaft der modernen Technik. Schon vor Jahrtausenden wendeten die alten Ägypter einheitliche Steinformate beim Bau der Pyramiden, die alten Römer einheitliche Ziegelsteine, Wasserleitungsrohre und dergleichen Dinge mehr an. Auch im Mittelalter bildeten sich einheitliche Baustile und gewisse Maßordnungen heraus. Die für den Buchdruck verwendeten Lettern hatten einheitliche Abmessungen. Mit der Entwicklung der modernen Industrie hielt jedoch die Normung leider nicht stand. Es wurden zwar auf Teilgebieten Normen festgelegt, wie z. B. die Spurweiten der Eisenbahn, Stahlprofile, Lieferbedingungen der Eisenbahngesellschaften, der Post und andere mehr.

Auch bei den Sicherheitsvorschriften für Dampfgefäße, elektrische Anlagen, Brücken usw. haben wir es mit Normen zu tun.

Vor allem auf dem Gebiete der Waffentechnik entwickelten sich bereits frühzeitig Austausch- und Toleranzsysteme, die sogar durch die jeweiligen Herrscher für das betreffende Ländchen verbindlich erklärt wurden.

Um die Jahrhundertwende begannen die großen Industriewerke, Konzerne und Monopolgesellschaften mit der Schaffung von Hausnormen, weil sie erkannten, daß die Anwendung gleicher Teile, die Benutzung von Auswahlreihen für Werkstoffabmessungen, Werkzeuge, Lehren und Einzelteile, ihnen Vorteile in Form eines höheren Profits und der Marktbeherrschung brachten. Selbstverständlich wurden volkswirtschaftliche Belange dabei nicht gewahrt. Bestand doch gerade im Ersatzteil-Geschäft die große Chance, auf Grund der vorangegangenen Lieferung auch weiterhin durch spezielle Ersatzteile im Geschäft zu bleiben und den Markt zu beherrschen.

Natürlich konnte und kann die Normung unter den Bedingungen der kapitalistischen Produktionsweise eine bestimmte Grenze nicht überschreiten, ohne mit dieser Produktionsweise in Widerspruch zu geraten. Die Hausmachtinteressen der einzelnen Konzerne und Monopolgesellschaften haben noch nie auf die volkswirtschaftlichen und nationalen Interessen eines Landes Rücksicht genommen.

Bei den Normen in kapitalistischen Ländern, also auch bei den DIN-Normen, handelte es sich früher in ganz Deutschland und auch heute noch in Westdeutschland nur um Empfehlungen, die man anwenden kann.

Um die Situation in der kapitalistischen Normung schlaglichtartig aufzuzeigen, sei hier nur an die jahrelangen Diskussionen um den Maßmotor erinnert, der durch die Hausmachtpolitik der verschiedenen Konzerne der Elektroindustrie endlos verschleppt wurde.

Trotzdem muß man die Feststellung treffen, daß die Normung in der kapitalistischen Gesellschaft zu einer bewußten, organisierenden Tätigkeit wurde. In Deutschland wurde im Jahre 1917 die erste nationale Normenorganisation geschaffen. Nach dem 2. Weltkrieg wurden die Normungsarbeiten durch den Deutschen Normenausschuß unterstützt und koordiniert, soweit das eben unter den Widersprüchen der kapitalistischen Produktionsweise möglich ist. Außerdem wurde unermüdlich für den Gedanken der Normung geworben.

Gerade wir Techniker haben oftmals mit innerlichem Widerstreben gesehen, wie technisch vernünftige Abstimmungen und Normen nicht zustande kamen, weil das kapitalistische Wirtschaftssystem Grenzen zog. Diese Grenzen bestehen für uns in der Deutschen Demokratischen Republik glücklicherweise nicht mehr.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

ändern soll. Über die Notwendigkeit einer Änderung sind sich die Beteiligten einig; also gilt es, nicht mehr lange darüber zu reden, sondern die technische Normung so durchzuführen, daß für unsere Volkswirtschaft und damit für die Betriebe und jeden einzelnen der größtmögliche Nutzen erzielt wird.

Oftmals wird von unseren Fachkollegen die Frage gestellt, wie eigentlich ein Standard ausgearbeitet werden soll. Es gibt natürlich kein allgemeingültiges Rezept, das man in jedem Fall anwenden kann, aber es haben sich gewisse Regeln herausgebildet, die auf den bestimmten Fall mehr oder weniger angewendet werden können.

Im allgemeinen wird es etwa folgendermaßen vor sich gehen: Die Hauptverwaltung des jeweiligen Produktionsministeriums stellt in Zusammenarbeit mit den Betrieben einen Vorschlag für die im darauffolgenden Jahr durchzuführenden Standardisierungsarbeiten zusammen und gibt diesen an den zentralen Ingenieur für Standardisierungsarbeiten im Ministerium, damit dieser eine Koordinierung zwischen den einzelnen Hauptverwaltungen vornehmen kann. Danach geht der Vorschlag an das Amt für Standardisierung, damit dort eine Abstimmung zwischen den einzelnen Ministerien und den übergeordneten Belangen unserer Volkswirtschaft erfolgt. Die im Plan der Standardisierung enthaltenen Einzelaufgaben werden, nachdem ein für die Durchführung verantwortlicher Kollege namentlich festgelegt wurde, dem Leiter des jeweiligen Werkes oder Institutes übergeben, da dieser in letzter Konsequenz für die erfolgreiche Bearbeitung der betreffenden Standardisierungsaufgabe voll verantwortlich ist. Zweckmäßigerweise wird der für die Durchführung der Aufgabe Verantwortliche eine kleine Arbeitsgruppe, die normal aus drei bis fünf Personen bestehen soll, an der Ausarbeitung des Standards beteiligen. Nachdem auf diese Weise ein Entwurf zustande gekommen ist, ist es notwendig, diesen einem größeren Kreis von beteiligten Stellen, die gleichfalls namentlich im Plan festgelegt werden, zur Stellungnahme zuzuleiten. Diese im Plan festgelegten Betriebe, Institute und Dienststellen sind verpflichtet, den Entwurf durchzuarbeiten und ihre Stellungnahme an den für die Aufgabe Verantwortlichen zu geben.

Auf diese Weise wird es möglich sein, mit einem Minimum von Arbeitsberatungen und Dienstreisen auszukommen, ohne daß die Qualität des auszuarbeitenden Standards darunter leidet. Auf Grund der Hinweise und Stellungnahmen des verbreiterten Kreises wird der für die Aufgabe Verantwortliche mit seinen engeren Mitarbeitern den Entwurf überarbeiten und in eine Form bringen, die zur Veröffentlichung geeignet ist. Die jeweilige Hauptverwaltung ist verpflichtet, den Entwurf gegenzuzeichnen und an das Amt für Standardisierung weiterzuleiten. Leider ist in der bisherigen Praxis diese Gegenzeichnung durch die Hauptverwaltung nur eine formale Angelegenheit. Wahrscheinlich sind sich die verantwortlichen Mitarbeiter in den Hauptverwaltungen über die Auswirkungen, die ein Standard für die gesamte Produktion ihres Industriezweiges haben kann, nicht ganz im klaren, denn sonst würde eine wirklich kritische Stellungnahme erfolgen. Auch hier ist es notwendig, daß die Hauptverwaltungen endlich ihre Aufgaben übernehmen.

Das Amt für Standardisierung überprüft den Entwurf in volkswirtschaftlicher, fachlicher und normentechnischer Hinsicht und sorgt dafür, daß die von den verschiedensten Stellen angefertigten Standards eine einheitliche äußere Form erhalten. In den meisten Fällen werden die Entwürfe im Mitteilungsblatt des Amtes für Standardisierung „Die Standardisierung" mit einer Einspruchsfrist veröffent-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

licht. Es besteht [illegible] Möglichkeit, Hinweise zu geben und auf noch vorhandene Fehler aufmerksam zu machen. Nach Ablauf der Einspruchsfrist wird der Standard verbindlich erklärt, und damit besteht in der Deutschen Demokratischen Republik die Pflicht zur Anwendung. Es ist allen Fachkollegen zu empfehlen, verbindlich erklärte Standards unter allen Umständen einzuhalten, weil sonst in Kürze bei Verstoßen mit empfindlichen Strafen gerechnet werden muß. Im Ausnahmefall, der natürlich möglich ist, aber nicht zur Regel werden darf, wird es nicht zu vermeiden sein, von einem verbindlich erklärten Standard abzuweichen. In einem solchen Fall muß man über die zuständige Hauptverwaltung beim Amt für Standardisierung eine Ausnahmegenehmigung erwirken.

Oftmals wird die Frage gestellt, in welchem Umfange Standardisierungsarbeiten finanziert werden. Dazu ist zu sagen, daß Standardisierungsaufgaben, die im Staatsplan enthalten sind, grundsätzlich finanziert werden. Allerdings wird ein entsprechend strenger Maßstab angelegt, weil es natürlich nicht zulässig ist, im Rahmen einer bestimmten Planaufgabe eine Reihe anderer Arbeiten mit zu erledigen. Darüber hinaus sind wir der Meinung, daß im allgemeinen das Vorhandensein einer oder mehrerer technischer Normen in den Betrieben und Instituten den Ausgangspunkt für Standardisierungsarbeiten darstellt. Es hieße nun, diejenigen, die die technischen Normen ihres Betriebes nur schleppend und zögernd ausarbeiten, zu belohnen, wenn beim Fehlen solcher technischen Normen im Betrieb eine Bezahlung der gesamten anfallenden Arbeiten erfolgen würde. Das Amt für Standardisierung behält sich deshalb vor, in solchen Fällen gemeinsam mit der Hauptverwaltung einen bestimmten Prozentsatz für die Finanzierung festzulegen.

Vor Beginn der Finanzierung ist es allerdings notwendig, einen Arbeitsablaufplan für die Durchführung der Standardisierungsaufgabe und einen Voranschlag über die zu erwartenden Kosten einzureichen. Die Finanzierung der Ausarbeitung technischer Normen in den Betrieben wurde in einer Durchführungsbestimmung festgelegt, die bereits von den Ministern für Maschinenbau bestätigt ist und in Kürze veröffentlicht wird, so daß es in Zukunft hinsichtlich der Finanzierung der Arbeiten auf dem Gebiet der technischen Normung und Standardisierung keine ungeklärten Fragen mehr gibt. Die Erfüllung des Staatsplanes der Standardisierung war bisher nicht zufriedenstellend. Die Ursachen dafür sind u. a. darin zu suchen, daß die Art und der Umfang der durchzuführenden Standardisierungsarbeiten verhältnismäßig groß und neuartig waren, so daß eine gewisse Anlaufzeit erforderlich war. Für das laufende Jahr 1955 muß es jedoch für die einzelnen Werke und Institute Ehrensache sein, den Plan der Standardisierung vorfristig zu erfüllen. Im Plan für das Jahr 1955 sind u. a. umfangreiche Arbeiten für die Aufstellung von Typenreihen und Lieferbedingungen der einzelnen Zweige des Elektro-Maschinenbaues enthalten. Der Abschluß dieser Arbeiten wird den Handelsorganen der Deutschen Demokratischen Republik beim Abschluß der Außenhandelsverträge wesentliche Hilfe leisten und zur Erweiterung des Exportgeschäftes beitragen.

Zur Richtung der Standardisierungsarbeiten im Elektro-Maschinenbau möchte ich nur den Hinweis geben, daß es notwendig ist, in verstärktem Umfang Typen- und Auswahlreihen festzulegen, die immer noch vorhandene Zersplitterung der Produktion bei einer Anzahl gleichartiger Erzeugnisse zu überwinden und Standards für spezielle Normenteile des Elektro-Maschinenbaues und des Elektro-Anlagen-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

baues sowie technische Lieferbedingungen, Mindestgüte- und Prüfvorschriften auszuarbeiten.

In den mit uns befreundeten Ländern ist die Standardisierung der Erzeugnisse und der Produktion bereits ein entscheidender Faktor der industriellen Entwicklung geworden. Sorgen wir dafür, daß Standardisierung und technische Normung auch bei uns in nächster Zeit als bestimmender Faktor in der Produktion wirksam wird.

Eine entscheidende Rolle bei der Durchsetzung der technischen Normung und Standardisierung bilden die Fachverbände und Betriebssektionen unserer großen technischen Gemeinschaftsorganisation, der Kammer der Technik.

Um gewisse Unklarheiten und Überschneidungen in der technischen Normungsarbeit zu vermeiden und die Aufgaben der Kammer der Technik und des Amtes für Standardisierung abzugrenzen, wurden Vereinbarungen über die Zusammenarbeit der Kammer der Technik mit dem Amt für Standardisierung getroffen, die in der „Technischen Gemeinschaft" vom 15. Februar 1955 veröffentlicht und kommentiert wurden.

Darüber hinaus wurden auf Grund der Initiative des Fachverbandes Elektrotechnik und seines Vorsitzenden, Prof. *Stanek*, Vereinbarungen über die Aufgaben und die Mitarbeit der Fachverbände der Kammer der Technik bei der Durchführung der Standardisierungsarbeiten getroffen.

Gestatten Sie noch einige Bemerkungen zur gesamtdeutschen Normungsarbeit. Ich führte bereits aus, daß der Charakter der Normen in den beiden Teilen Deutschlands verschieden ist. Während in der Deutschen Demokratischen Republik immer mehr verbindliche Staatliche Standards eingeführt werden, haben in der Bundesrepublik Normen in der Hauptsache empfehlenden Charakter. Trotz dieser Unterschiede im Charakter der Normen in den beiden Teilen Deutschlands ist die Regierung der Deutschen Demokratischen Republik stets der Auffassung gewesen und wird es auch in Zukunft sein, daß die Normungsarbeit in Deutschland eine gesamtdeutsche Angelegenheit ist. Demzufolge wird auch die Zusammenarbeit im Deutschen Normenausschuß und seinen Fachnormen- und Arbeitsausschüssen durch die Regierung der Deutschen Demokratischen Republik entscheidend unterstützt. Das Amt für Standardisierung ist beauftragt, zusammen mit den Produktionsministerien die Mitarbeiter in den einzelnen Fachnormen- und Arbeitsausschüssen endgültig festzulegen, so daß eine gewisse Kontinuität in der Zusammenarbeit erreicht wird. Da der Deutsche Normenausschuß etwa 1000 größere oder kleinere Gremien besitzt, wird die Anzahl der seitens der Deutschen Demokratischen Republik in die gemeinsamen Ausschüsse zu entsendenden Mitarbeiter naturgemäß zunächst innerhalb gewisser Grenzen bleiben müssen, weil Reisen nach Westdeutschland durch die Spaltung der deutschen Währung leider eine Devisenangelegenheit sind. Je mehr sich aber der innerdeutsche Handel entwickelt und je mehr die einzelnen Ausschüsse dazu übergehen, ihre Arbeitstagungen wechselweise in der Deutschen Demokratischen Republik und der Bundesrepublik bzw. in Berlin durchzuführen, desto größer wird die Anzahl der in den Ausschüssen arbeitenden Fachkollegen aus der Deutschen Demokratischen Republik sein. Es gibt eine ganze Anzahl von Ausschüssen, in denen Fachkollegen aus unserer Republik Beachtliches leisten und den Vorsitz oder den stellvertretenden Vorsitz in einem Fachnormenausschuß oder Arbeitsausschuß innehaben. Wir sind bestrebt, dazu beizutragen, daß über die vorübergehende Spaltung Deutschlands

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

25X1

hinweg ein möglichst einheitliches Deutsches Normenwerk existiert. Natürlich ist es notwendig, bei der Ausarbeitung neuer DIN-Blätter die Belange unserer veränderten Produktionsverhältnisse zu berücksichtigen. Dort, wo es nicht möglich ist, eine Abstimmung der Belange beider Teile Deutschlands vorzunehmen, werden wir Standards in Form von TGL herausgeben. TGL-Standardentwürfe, die gemäß dem Plan der Standardisierung der Deutschen Demokratischen Republik ausgearbeitet werden und für die gesamtdeutsche Normung von Interesse sind, wird das Amt für Standardisierung dem Deutschen Normenausschuß zuleiten und bitten zu überprüfen, ob die Möglichkeit besteht, den Standardentwurf in Form einer DIN-Norm zu veröffentlichen. Die Prüfung, Diskussion und Veröffentlichung eines solchen Entwurfes werden selbstverständlich eine gewisse Zeit dauern, die wir zur Vermeidung von Zeitverlusten nicht in Kauf nehmen können. Wir werden deshalb diese Standardentwürfe gleichzeitig in der Deutschen Demokratischen Republik zur Diskussion stellen und als TGL-Standard verbindlich erklären. Erscheint jedoch eine entsprechende DIN-Norm, die bei uns verbindlich erklärt werden kann, dann besteht kein Hindernis, den TGL-Standard im Interesse der gesamtdeutschen Normung und eines einheitlichen Deutschen Normenwerkes zurückzuziehen.

Die beiden Teile Deutschlands sind über den Deutschen Normenausschuß [redacted] glied der Internationalen Normenorganisation ISO, und Fachleute beider [redacted] Deutschlands arbeiten gemeinsam mit den Vertretern anderer Nationen in [redacted] Technischen Komitees dieser Organisation.

Technische Normung und Standardisierung sind Mittel, mit deren Hilfe es [redacted] lich ist, die Zersplitterung der Produktion zu überwinden, die Qualität der [redacted] zeugnisse zu erhöhen, die Kosten zu senken und die Arbeitsproduktivität [redacted] geblich zu steigern. Durch Erhöhung der benötigten Stückzahlen schaffen technische Normung und Standardisierung die Voraussetzung für eine weitere Mechanisierung der Produktion und für den in der sozialistischen Industrie notwendigen Übergang zur Automatisierung der Produktion.

Sorgen wir dafür, daß die Prinzipien der technischen Normung und Standardisierung endlich zum Allgemeingut der Techniker, Wirtschaftler und Wissenschaftler der Deutschen Demokratischen Republik werden. Die Durchführung der technischen Normung und Standardisierung ist nicht eine Angelegenheit der Normen-Ingenieure, sondern eine Sache aller an der Produktion und vor allem der Vorbereitung der Produktion beteiligten Kollegen in den Betrieben, Instituten, Produktionsgenossenschaften und Staatsorganen. Die technische Normung und Standardisierung ist eine Ingenieuraufgabe, die umfangreiche und exakte technische Kenntnisse, verbunden mit hohem Verantwortungsgefühl für die Entwicklung der Volkswirtschaft erfordert. Verhelfen wir der technischen Normung und Standardisierung durch Aufgeschlossenheit, Verständnis und gemeinsames Handeln im Interesse unseres Volkes endlich zum Durchbruch.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

25X1

PAGE 135 MISSING

Section 1

FERNSEHEN UND OSZILLOGRAFIE

1.1 Erkenntnisse und Technik des Farbfernsehen

(Information and Techniques on Colortelevision)

Dr. Ing. Neidthardt

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Schirm aufgebracht sind und durch eine Art Gittersteuerung in ihrer Lumineszenz mehr oder weniger erregt werden.

Der wesentliche Unterschied zwischen den beiden Hauptsystemen von Farbbildröhren, nämlich der Streifenfarbbildröhre und der Farbbildröhre mit einem punktförmig angeordneten Farbbildschirm und Strahlblende bzw. Maske, besteht darin, daß die Streifenröhre nur ein Elektronenstrahlsystem enthält und daß der Schirm aus Leuchtstoffstreifen und nicht aus Leuchtstoffpunkten zusammengesetzt ist. Unmittelbar hinter dem Leuchtschirm befindet sich in Richtung auf das Elektronenstrahlsystem ein Gitter, das aus Drähten besteht, die parallel zu den Leuchtstoffstreifen liegen. Man erkennt in Bild 1 auch zwei sogenannte Farbengitter, deren Anschlüsse elektrisch getrennt aus der Röhre herausgeführt sind. Die Anordnung der Farbenstreifen ist so getroffen, daß von der oberen Kante des Bildschirms rote, grüne, blaue, dann grüne, rote, grüne, blaue, dann grüne, rote usw.

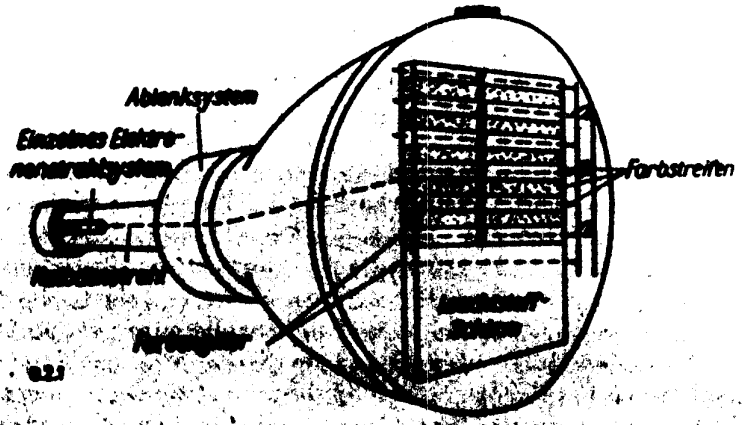


Bild 1. Streifenfarbbildröhre

Streifen nebeneinander angeordnet sind. Der Schirm enthält ebensoviel rote Streifen wie blaue, aber doppelt soviel grüne Streifen.

Das hinter dem Leuchtschirm angeordnete doppelte Gittersystem besteht aus einer Gruppe von Drähten, die unmittelbar hinter jedem roten Leuchtstoffstreifen liegen, während die anderen Gruppen mit ihren Drähten dicht hinter jedem blauen Streifen sitzen. Die Herausführung der beiden Gittersysteme erfolgt über Steckschnellkontakte an der oberen Kante der Röhre. Bild 2 zeigt einen Querschnitt durch die Farbengitter und den Leuchtschirm für drei verschiedene Steuerbedingungen. Da die Drähte des blauen Steuergitters an einem Ende eines Resonanzkreises für die sogenannte Farbenzwischenträgerfrequenz von 4,6484375 MHz liegen und das rote Gittersystem an dem anderen Ende angeschlossen ist, befinden sich die beiden Gitter in einer gegenseitigen Phasenverschiebung von 180°.

Bild 2, a, zeigt eine Polarität, bei der die roten Gitterdrähte positiv und die blauen negativ sind. Bei dieser Polarität gelangen die Elektronen nur zu den roten Leuchtstoffstreifen. Die Kombination der durch die elektrostatischen Felder der Farbengitter und die Fokussierung infolge der Potentialdifferenz von etwa 12 bis 15 kV zwischen den Farbengittern und dem Leuchtstoffschirm erzeugten Wirkungen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

verhindert, daß die Elektronen bei diesen Spannungsverhältnissen auf grüne oder blaue Streifen auftreffen.

Die mittlere Abbildung zeigt die entgegengesetzte Lage, die blauen Gitter sind

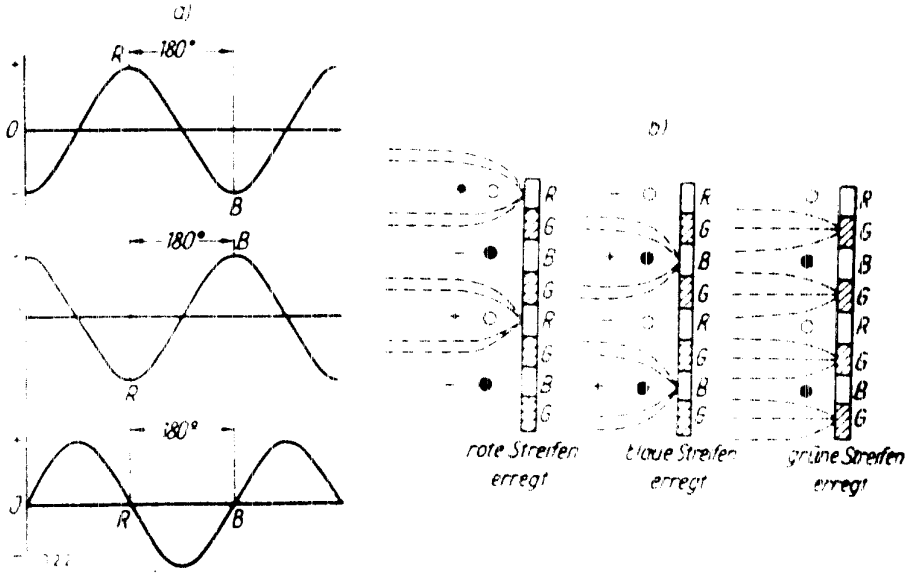


Bild 2. Querschnitt durch einen Streifenschirm und beide Farbsteuergitter für drei Phasenlagen

positiv, die roten negativ, und die Elektronen treffen daher nur auf den blauen Leuchtstoffstreifen auf.

Bild 2, b, zeigt beide Gitter auf gleichem Potential, so daß die Elektronen nur die grünen Leuchtstoffstreifen treffen.

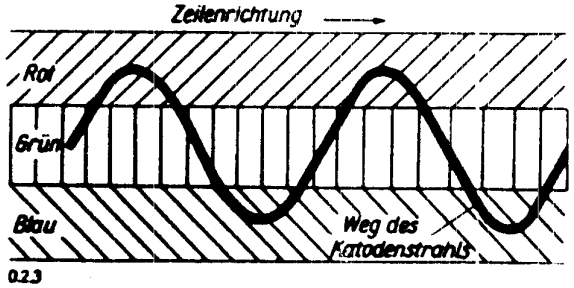


Bild 3. Weg eines Elektronenstrahls während der Ablenkung längs einer Zeile

Bild 3 veranschaulicht den Weg des Elektronenstrahls infolge der Wirkung des Resonanzkreises zwischen dem roten und dem blauen Gitter während eines Teils der Zeilenablenkung. Die Zeilenablenkspannung bewegt den Elektronenstrahl von links nach rechts über den Bildschirm, genauso wie in jeder Einfarbenbildröhre. Da aber zu gleicher Zeit eine sinusförmige Ablenkung [illegible] Gittersystemen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

durch den Ablenkkreis gelangt, wird der Elektronenstrahl sinusförmig über die drei untereinander liegenden roten, grünen und blauen Leuchtstoffstreifen geführt und die Helligkeit des Strahls, also die Strahlintensität, hierbei gleichzeitig so gesteuert, daß eine mehr oder weniger verschiedene Anregung von Rot, Grün oder Blau erfolgt, je nachdem, welche Farbe an dieser Stelle des Bildes wiedergegeben werden muß.

Das zweite System, das dem Aufbau von Farbbildrohren heute praktisch zugrunde liegt, ist das eines punktförmig gedruckten oder gespritzten Schirms, bei dem eine Strahlblende oder Maske verhindert, daß drei in der Röhre eingebaute Elektronenstrahlsysteme andere Leuchtstoffpunktgruppen erregen können als nur die ihnen jeweils zugeordneten blauen, roten oder grünen Luminophore.

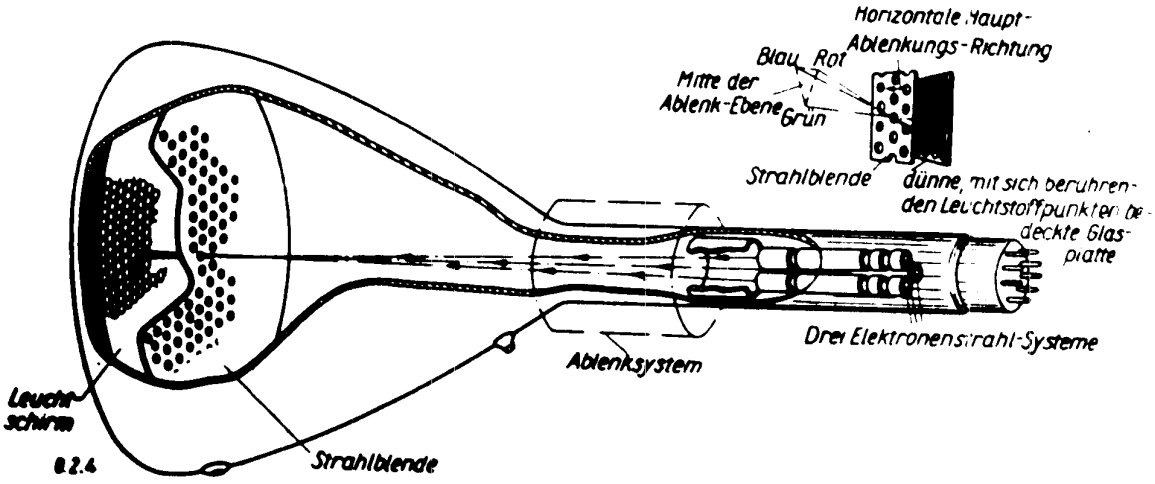


Bild 4. Konstruktion der Dreikomponentenfarbbildröhre mit Strahlblende (Maske) und drei Elektronenstrahlsystemen

Bild 4 zeigt schematisch die Konstruktion dieser Maskenröhre. Drei Elektronenstrahlsysteme, deren Achsen einander nahezu parallel sind, liegen gleich weit axial voneinander entfernt an den Ecken eines gleichseitigen Dreiecks. Die von ihnen ausgehenden Elektronenstrahlen treffen also durch Öffnungen in der Maske oder Strahlblende drei verschiedene, allerdings sehr dicht nebeneinanderliegende Punkte auf dem Leuchtschirm dieser Farbbildröhre. Für jede Öffnung in der Maske ergibt sich ein ähnliches Bild: die drei Elektronenstrahlen von den drei Systemen treffen, da sie an verschiedenen Stellen ihren Ursprung haben, hinter der Maske auf dem Schirm stets verschiedene Punkte. An allen Punkten, an denen nun z. B. das Strahlsystem Nr. *1* mit seinem Elektronenstrahl auf den Bildschirm auftrifft, werden durch ein geeignetes Verfahren nun z. B. die blau leuchtenden Luminophorpunkte aufgebracht, an allen Auftreffstellen des Systems Nr. *2* grüne Leuchtstoffpunkte und an allen Auftreffstellen des Systems Nr. *3* rote Leuchtstoffpunkte.

Die Leuchtstoffpunkte besitzen 0,1 bis 0,2 mm Dmr. und berühren einander. Dadurch erscheint dem Auge bei genügendem Betrachtungsabstand nicht das

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Bild der einzelnen Leuchtstoffpunkte in den drei Grundfarben, sondern das Auge integriert den farbigen Eindruck additiv zu einer Mischfarbe. Bei gleicher Leuchtintensität der drei Grundfarben empfindet das Auge das Licht von einem solchen Element aus drei Leuchtstoffpunkten als Weiß. Je nachdem, mit welcher Intensität die drei Strahlsysteme arbeiten, wird das Mischlicht die verschiedensten Farbtönungen und Farbsättigungsgrade annehmen. Bekanntlich läßt sich jede Farbe durch Mischen dreier Grundfarben erzeugen, und zwar entweder nach dem subtraktiven Mischverfahren, das wir als Kinder bei unserem Tuschkasten benutzten, oder nach dem additiven Mischverfahren, wie es die Bühnenbeleuchtungstechnik verwendet. Die drei Grundfarben des additiven Verfahrens sind Blau, Grün und Rot, die des subtraktiven Verfahrens Grün, Rot und Gelb.

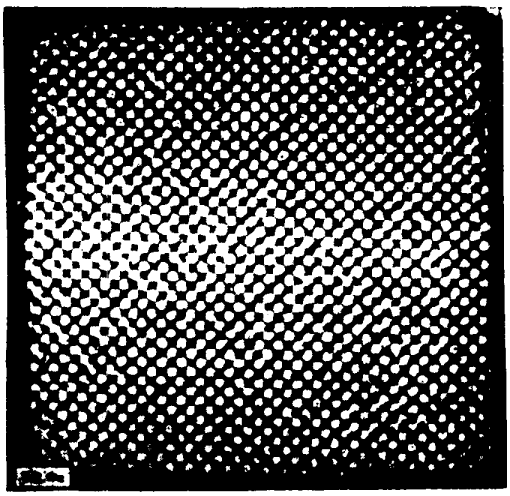


Bild 4a. Probefläche 1 cm² eines punktförmig gedruckten Schirms

Man kann sich vorstellen, daß es bei der Entwicklung von Farbbildröhren zunächst einmal darauf ankommt, Leuchtstoffe zu finden, die in ihren Lumineszenzfarben den drei Grundfarben Blau, Grün und Rot entsprechen. Man beurteilt die spektrale Lage einer Farbe am besten im Farbendreieck, das unser Bild 5 wiedergibt. Man erkennt darin eine Spektralfarbenkurve, die bei einer Wellenlänge von 3800 Å oder 380 mμ beginnt und bei etwa 780 mμ aufhört. 380 mμ entspricht der Primärfarbe „Blau", 545 mμ der Primärfarbe „Grün" und 780 mμ der Primärfarbe „Rot". Während also der Farbton durch die Lage auf der Spektralfarbenkurve gegeben ist, findet man im Farbendreieck die Farbsättigung durch Verbinden des betreffenden Spektralpunktes mit dem Punkt E, der etwa in der Mitte des Dreiecks liegt und „Weiß" bedeutet. Die Verbindungslinie von E mit dem Punkt 380 mμ durchläuft also alle Farbsättigungswerte vom tiefen Blau bis zum Weiß. Ebenso findet man eine rosafarbene Tönung auf der Verbindungslinie von E mit dem Punkt 780 mμ.

Eine schwierige Aufgabe des Entwicklers von Farbbildröhren ist nun die Abstimmung der drei Primärfarben in der Weise, daß bei gleichen Energieanteilen der drei Grundfarben sich wirklich Weiß ergibt.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Um einen Begriff von der Leuchtschirmtechnik für die Maskenröhre zu geben, zeigt Bild 4a einen kleinen Ausschnitt aus dem Leuchtstoffschirm einer Drei-

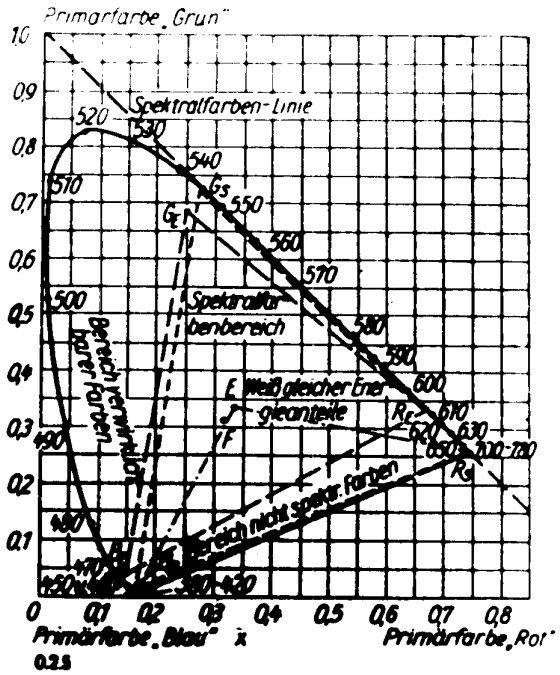


Bild 5. Farbendreieck

komponenten-Farbbildröhre. Um einen Größenvergleich zu besitzen, **Kantenlänge des Leuchtstoffquadrats mit 1 cm gewählt.**

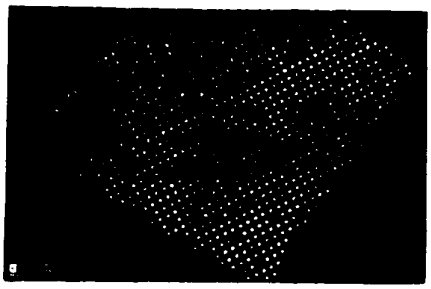


***Bild 6. Ausschnitt aus der Strahlblende einer Maskenröhre** für drei Farbkomponenten*

Bild 6 zeigt einen Ausschnitt aus der Strahlblende oder Maske einer solchen Strahlblendenröhre. Die Herstellung dieser winzigen Öffnungen in der Maske ist nur mit fotochemischen Verfahren möglich. Für den Größenvergleich befindet sich auf dem Foto hinter der Maske eine quadratische Fläche von 1 cm².

Besonders schwierig ist die Herstellung der genauen Übereinstimmung zwischen den Öffnungen in der Maske und der Lage der einzelnen Leuchtstoffpunkte auf

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

dem Bildschirm. Praktisch erfolgt dies in der Weise, daß die Maske mit einer für Katodenstrahlen empfindlichen Schirmfläche zusammenmontiert in einem Bildröhrenkolben eingebaut wird, in dem ein geeignetes Dreistrahlsystem, das sich auf dem Schirm gut fokussieren und konvergieren läßt, enthalten ist. Ein solches Dreistrahlsystem einer Farbbildröhre mit Strahlblende zeigt Bild 7. Die Hauptschwierigkeit bei der Entwicklung solcher Dreistrahlsysteme von Farbbildröhren liegt in der Vermeidung der gegenseitigen Beeinflussung der sehr eng aneinanderliegenden Elektronenstrahlsysteme. Man ist wegen der erforderlichen Konvergenz der Elektronenstrahlen aller drei Systeme auf jedem Punkt des Leuchtschirms gezwungen, die Achse der Elektronenkanonen möglichst dicht aneinanderzulegen,

Bild 7. Foto eines Dreistrahlsystems einer Farbbildröhre mit Strahlblende

um ein möglichst schmales Dreistrahlsystem zu bauen. Die Systeme ergeben genaue Abbildungen der Maskenöffnungen auf dem Schirm. Durch Verwendung licht- und katodenstrahlempfindlicher Fotolacke, die mit Leuchtstoff angerührt und durch die Maske belichtet werden, die nur jeweils eine Leuchtstoffpunktgruppe berücksichtigt, erhält man nach dem Entwickeln ein Auswaschen des Leuchtstoffes. Es können nur an den Stellen Leuchtstoffpunkte stehen, die belichtet wurden. Dieses Verfahren wird noch zweimal wiederholt und ergibt eine der geometrischen Optik des Dreistrahlsystems entsprechende Verteilung der Leuchtstoffpunkte.

Grundsätzlich gibt es zwei annähernd gleich schwierige Entwicklungsprobleme. Das erste betrifft die Entwicklung der Farbbildröhren mit technologisch realisierbaren Voraussetzungen, während das zweite Problem die Übertragung der Farbfernsehinhalte über den normalen Fernsehkanal, wie er heute auch für Schwarzweißfernsehen benutzt wird, betrifft. Nachdem damit kurz auf die

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Technik der Bildrohren eingegangen wurde, sollen jetzt einige Probleme behandelt werden, die übertragungstechnischer Art sind.

Die Ausnutzung des normalen Schwarzweißkanals für Farbfernsehzwecke wird dadurch erforderlich, daß man von einem Farbfernsehsystem fordern muß, daß es austauschbar ist, d. h., daß eine farbige Sendung als Schwarzweißwiedergabe von jedem der heute üblichen Fernsehempfänger empfangen werden kann. Die Farbfernsehnorm muß also alle Merkmale der heutigen Schwarzweißfernsehnorm

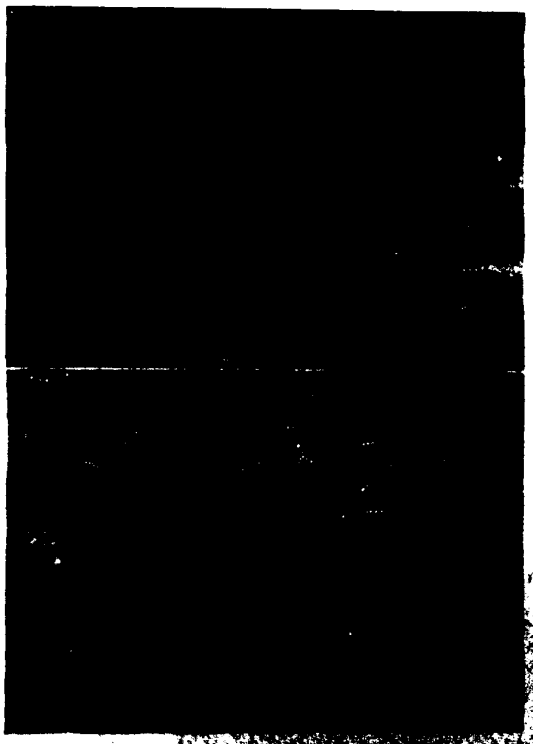


Bild 8. Zwei Taktgebermuster auf einem Farbempfänger

enthalten und darf die zusätzliche Farbenübertragung nur durch ein [illegible] Multiplexsystem ermöglichen. Es gibt grundsätzlich zwei verschiedene [illegible] systeme, die hierfür in Frage kommen, und zwar ein Zeit-Multiplexsyste[illegible] ein Frequenz-Multiplexsystem. Darunter ist ein Folge- und ein Simultan[illegible] übertragungsverfahren zu verstehen.

Die simultane Übertragung mehrerer voneinander zu trennender Fernseh[illegible] über einen einzigen Übertragungsweg setzt voraus, daß die Bandbreite dieses Ü[illegible] tragungskanals die gleiche bleibt wie beim Schwarzweißfernsehen und somit kleiner ist als die Summe der Bandbreiten der einzelnen Nachrichteninhalte. In einem solchen Übertragungssystem überlappen sich die Spektren der Fernsehsignale, aber man kann diese Spektren nicht etwa durch die Anwendung von Filtern vollständig trennen. Die Aufgabe der simultanen Übertragung ist also die, einem bestimmten

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Fernsehsignal ein zweites Signal im gleichen Frequenzband so hinzuzufügen, daß seine Anwesenheit die Güte des von dem ersten Signal erzeugten Bildes nicht stört.

Dieses Problem läßt sich dadurch lösen, daß man Signalkomponenten für die Übertragung verwendet, die in zwei aufeinanderfolgenden Rastern des Bildes eine entgegengesetzte Polarität besitzen. Solche Signale sind in einem Fernsehbild kaum sichtbar, weil jeder Punkt des Bildes in einem Raster ebensoweit hell gesteuert wird, wie im folgenden Raster dunkel. Das Auge integriert diese Helligkeitseindrücke in den beiden aufeinanderfolgenden Rastern zu einer mittleren Helligkeit,

Bild 9. Ausschnitt aus dem Spektrogramm eines Fernsehbildes

so daß weder die Schwankung nach der Seite der hellen Steuerung noch die der Dunkelsteuerung sichtbar wird.

Es ist bekannt, daß jedes Fernsehbild eine spektrale Energieverteilung besitzt, die auf ganzen Vielfachen der halben Zeilenfrequenz Energieanhäufungen aufweist, während auf den dazwischenliegenden Frequenzen praktisch keine Energie übertragen wird. Die Energieanhäufungen um das ganze Vielfache der Zeilen-

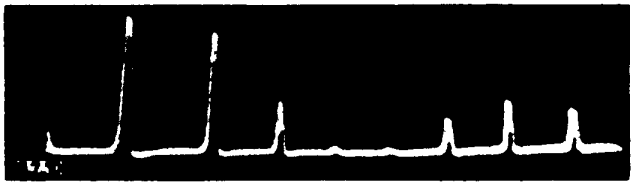


Bild 10. Spektrogramm einer höherfrequenten Stelle eines FS-Bildes

frequenz gruppieren sich gewissermaßen als Seitenbänder um einen Träger. Man kann mit Spektralanalysatoren nachweisen, daß tatsächlich ein Fernsehbild in dieser Weise zusammengesetzt ist.

Bild 8 zeigt als Projektionsbild vom Leuchtschirm eines Katodenstrahl-Spektralanalysators eine solche spektrale Energieverteilung. Man sieht auf dem Fernsehempfänger nacheinander verschiedene Muster, die von einem Taktgeber erzeugt werden. Diese Taktgeber sind bekannt als Prüfgeräte für Fernsehempfänger.

Das erzeugte spektrale Diagramm wird über den Spektralanalysator auf dem Bildschirm Bild 9 sichtbar gemacht. Man kann verschiedene Frequenzbereiche des benutzten Frequenzbandes analysieren und erhält solche Bilder. An bestimmten Stellen findet man Energiekonzentrationen, während dazwischen Energielücken auftreten.

Die Amplitudenverteilung muß durchaus nichthomogen sein, wie aus Bild 10 zu erkennen ist, das bei einer etwas anderen Einstellung aufgenommen wurde.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Beginnt man diesem Spektralbild beispielsweise Rauschen hinzuzufügen, dann werden die Energielücken mehr oder minder ausgefüllt. So erkennt man auf dem Spektrogramm Bild 11 bereits ein schwaches Rauschen zwischen den Energiequanten.

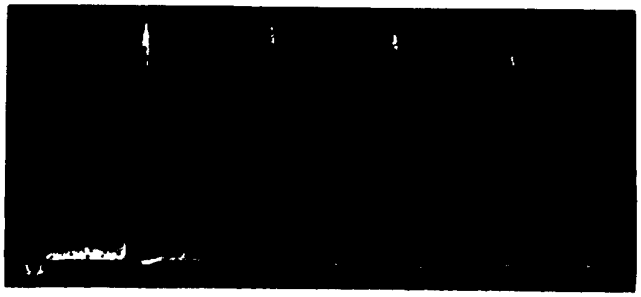


Bild 11. Spektrogramm eines FS-Bildes mit leichtem Rauschanteil

Sobald dieses Rauschen stärker wird, wird auch die Lücke zwischen den einzelnen Energieanhäufungen immer mehr aufgefüllt. Dies zeigt das Spektrogramm Bild 12.

Bild 12. Spektrogramm eines FS-Bildes mit stärkerem Rauschanteil

Sobald das Rauschen noch stärker wird, erhält man Bilder, aus denen die diskrete Energieverteilung schon kaum mehr innerhalb des Rauschens zu erkennen ist (Bild 13).

Bild 13. Spektrogramm eines FS-Bildes mit sehr starkem Rauschen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Da das Rauschen nach den Gesetzen statistischer Willkür Frequenzkomponenten aufweist, ist nicht zu erwarten, daß sich die durch das Rauschen bedingte Helligkeitssteuerung in zwei aufeinanderfolgenden Rastern auslöscht. Anders liegen die Verhältnisse bei der Übertragung eines zweiten Fernsehbildes. Die Bildsignale an den einzelnen Stellen des Fernsehbildes bleiben im allgemeinen, insbesondere natürlich bei unbewegten Fernsehbildern, die gleichen, so daß auf ungeraden Vielfachen der halben Zeilenfrequenz, also zwischen den Energiequanten der vorher gezeigten

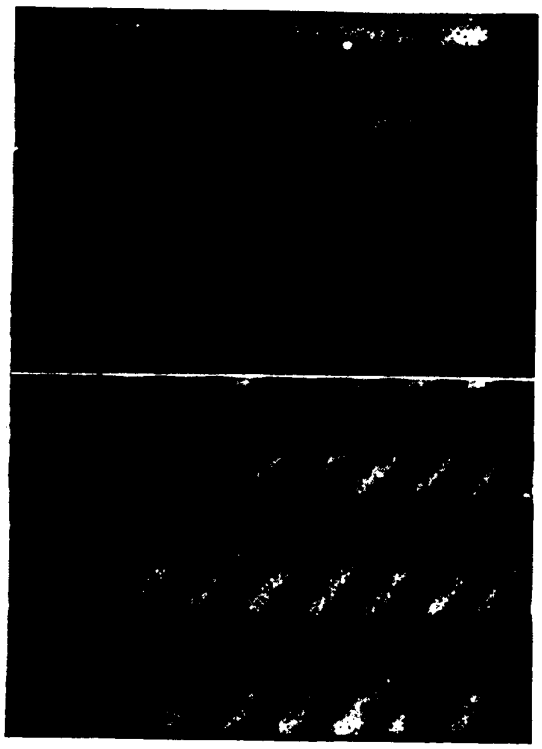


Bild 14. Störung eines Testbildes durch eine Frequenz in der Nähe einer ungeraden Harmonischen der halben Zeilenfrequenz (oben) und einer Harmonischen der Zeilenfrequenz (unten)

Spektrogramme, keine Helligkeitssteuerung erfolgt, die sichtbar wird. In Bild 14 erkennt man eins der vorher gezeigten Taktgebertestbilder, das durch eine Frequenz ziemlich stark gestört wird, die in der Nähe einer Harmonischen der Zeilenfrequenz liegt. Bild 15 zeigt dasselbe bei einem anderen Taktgebermuster. Sobald aber die Störfrequenz in die Nähe eines ungeraden Vielfachen der halben Zeilenfrequenz kommt, wird der störende Eindruck immer schwächer und verschwindet völlig bei guter Synchronisation und Deckung mit dem ungeraden Vielfachen der halben Zeilenfrequenz. Besonders in den höheren Bereichen der Frequenzen des Videospektrums sind die einzigen wirklich sichtbaren Frequenzen ganze Vielfache der Zeilenfrequenz und zugehörige kleine Seitenbänder.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

1

Benutzt man also, wie dies zur Übertragung der Farbsättigung und des Farbtons geschieht, einen Zwischenträger, der eine Frequenz besitzt, die ein ungerades Vielfaches der halben Zeilenfrequenz bildet, und moduliert man diesen sogenannten Farbenzwischenträger selbst mit einem Fernsehsignal, z. B. mit dem Verlauf des Farbtons längs der Zeilen des Fernsehrasters, dann besitzen die entstehenden Seitenbänder auch Frequenzen, die ungerade Vielfache der halben Zeilenfrequenz sind.

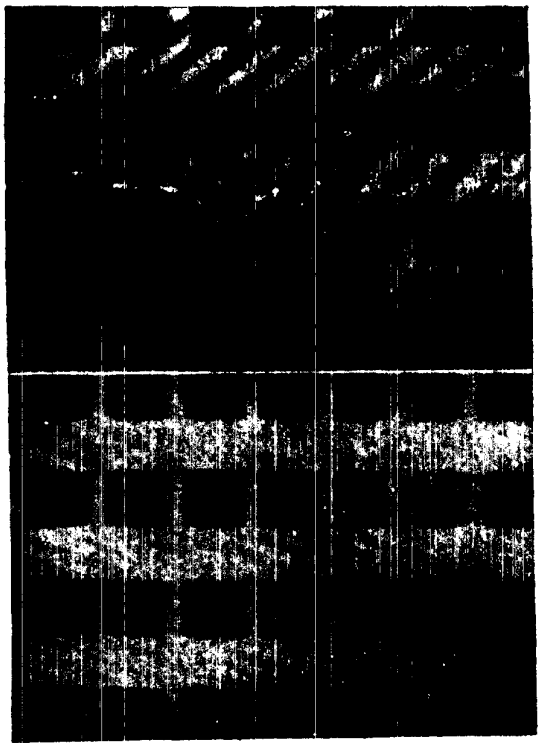


Bild 15. Störung eines anderen Testbildes durch eine Frequenz in der Nähe einer ungeraden Harmonischen der halben Zeilenfrequenz (oben) und einer Harmonischen der Zeilenfrequenz (unten)

Bild 16 zeigt eine solche Aufteilung des Fernsehspektrums. Man erkennt die vorher in den einzelnen Spektrogrammen gezeigten ganzen Vielfachen der Zeilenfrequenz und zwischen ihnen an einer Stelle den Farbenzwischenträger und seine resultierenden Seitenbandfrequenzen. Der Farbenzwischenträger und seine Seitenbandfrequenzen können aber nicht in der Bildwiedergabe des Hauptbildes in Erscheinung treten.

Um ein spektrografisches Bild hiervon zu zeigen, benutzt man einen normalen Taktgeber für die übliche Fernsehnorm. Dieser Taktgeber erzeugt eine spektrale Energieverteilung.

In einer besonderen Frequenzteiler- und Vervielfacherschaltung wird die Zeilenfrequenz 15625 Hz aus dem Videogemisch des Taktgebers herausgesiebt, dann

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

teilt man sie in einer Multivibratorschaltung durch zwei und vervielfacht die damit gewonnene halbe Zeilenfrequenz zunächst mit 17, dann mit 7 und danach in einer dritten Vervielfacherstufe mit 5. Wir erhalten damit die 595. Harmonische der halben Zeilenfrequenz, nämlich 4,6484375 MHz.

In einer besonderen Modulatorschaltung wird nun ein zweites Fernsehbild auf diese Farbenzwischenträgerfrequenz aufmoduliert, und das Ergebnis der Zusammenfügung des Ausgangsspektrums und des Spektrums der Frequenzschachtelung kann wiederum über den Spektrografen sichtbar gemacht werden.

Die Wiedergewinnung des eingeschachtelten Bildes auf der Empfangsseite ist nur mit sogenannter Synchrondemodulation möglich. Dies läßt sich folgendermaßen zeigen: Nennt man das Signal der Farbenzwischenträgerfrequenz $S_2 \cos \omega t$, wobei ω die Kreisfrequenz des Farbenzwischenträgers ist, dann läßt sich das gesamte Videosignal darstellen als $S_1 + aS_2 \cos \omega t$, worin a eine Konstante ist. Wenn dieses

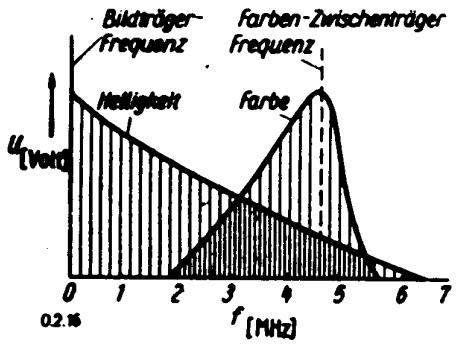


Bild 16. Prinzip der Frequenzschachtelung zweier Fernsehbilder

einer Katodenstrahlröhre zugeführt wird, dann wird es ein Bild erzeugen, von S_1 bestimmt wird, weil sich die Komponenten von $S_2 \cos \omega t$ in aufeinanderfolgenden Rastern auslöschen.

ein Bild entsprechend S_2 zu erhalten, muß man das Gesamtsignal $aS_2 \cos \omega t$ mit $\cos \omega t$ multiplizieren, d. h., man muß mit sogenannter Synchrongleichrichtung arbeiten. Als Ergebnis hiervon erhält man

$$\frac{2}{a} \cos \omega t \, (S_1 + aS_2 \cos \omega t) = S_2 + S_2 \cos 2\omega t + \frac{2}{a} S_1 \cos \omega t.$$

siert man dieses Signal so, daß die Komponente $S_2 \cos 2\varphi t$ wegfällt, dann ist das Ergebnis

$$S_2 + \frac{2}{a} \cdot S_1 \cos \omega t.$$

Dieses Signal besitzt einen ähnlichen Charakter wie das vorher erwähnte Gesamtsignal und kann benutzt werden, um das Signal S_2 darzustellen.

Bekanntlich ist jede Farbe durch drei Größen eindeutig beschrieben, nämlich durch die Farbhelligkeit, den Farbton und die Farbsättigung. Aus Gründen der Austauschbarkeit mit dem Schwarzweißfernsehen überträgt man die Helligkeit in der gleichen Weise wie bisher beim Schwarzweißfernsehen. Der Helligkeitskanal

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

entspricht also dem des bisherigen Fernsehkanals und ergibt für sich ein normales Schwarzweißbild. Es bleiben also noch zwei Informationsinhalte für die farbige Wiedergabe zu übertragen, nämlich der Farbton und die Farbsättigung.

Es wurde vorher bereits angedeutet, daß man nach dem Prinzip der Frequenzschachtelung recht gut einen weiteren Nachrichteninhalt in das Spektrogramm der Helligkeitsübertragung einfügen kann. Offenbar reicht diese Möglichkeit aber noch nicht aus, um auf dem Prinzip der Frequenzschachtelung ein Farbfernsehsystem aufzubauen. Hierbei muß vielmehr ein weiterer wesentlicher Grundgedanke kommen, nämlich der, daß man über eine Trägerwelle gleichzeitig zwei Nachrichteninhalte größerer Bandbreite übertragen kann, ohne daß sich diese gegenseitig beeinflussen. Man muß dazu die Trägerwelle in zwei gegenseitig um 90° phasenverschobene Komponenten aufspalten und die eine dieser Komponenten mit dem Verlauf des Farbsättigungswertes und die andere mit dem Verlauf des Farbtons als Funktion der Zeit bzw. der Lage auf dem Fernsehbild amplitudenmodulieren.

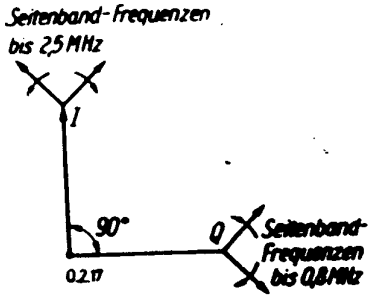


Bild 17. Vektordiagramm der I/Q-Schaltung

Die Modulationsprodukte werden danach auf einen Kanal geschaltet und ergeben das in Bild 17 skizzierte Vektordiagramm. *I* und *Q* sind die beiden Komponenten der Trägerfrequenz. An ihrem Ende rotieren die betreffenden Seitenbandfrequenzen gegensinnig. Die auf *I* aufmodulierten Frequenzen werden beim Farbfernsehen nach einer zukünftigen deutschen Norm zwischen 50 Hz und 2,5 MHz liegen, während sich das Modulationsband für *Q* von 50 Hz ··· 0,8 MHz erstreckt. Die Frequenz von *I* und *Q* entspricht der 595. Harmonischen der halben Zeilenfrequenz und beträgt also 4,6484375 MHz. Die Frequenzgenauigkeit wird durch eine abhängige Teiler- und Vervielfacherschaltung gewährleistet.

Die Demodulation der mit den beiden Nachrichten modulierten Farbenzwischenträgerfrequenz, die als Sendung mit unterdrückter Trägerwelle dem Frequenzspektrum des Helligkeitskanals eingefügt wird, kann nur durch Zuführung dieser Frequenz zur Demodulationseinrichtung erfolgen. Man benutzt einen im Empfänger enthaltenen Farbenzwischenträgeroszillator dazu, der auf eine besondere Welle mit der auf der Senderseite vorhandenen Farbenzwischenträgerfrequenz phasenstarr synchronisiert wird. Die Schaltanordnung hierzu zeigt Bild 18.

Auf der Senderseite wird der hinteren Schwarztreppe jedes Zeilensynchronisierimpulses ein Schwingungszug von etwa neun Perioden der Farbenzwischenträgerfrequenz hinzugefügt. Diese neun Perioden der Farbenzwischenträgerfrequenz steuern über eine Blindröhrenschaltung einen Oszillator, der zur Synchron-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

demodulation des I- und Q-Signals benutzt wird. Der Farbekreis des Farbfernsehempfängers besteht also aus einem Verstärker für den Schwingungszug

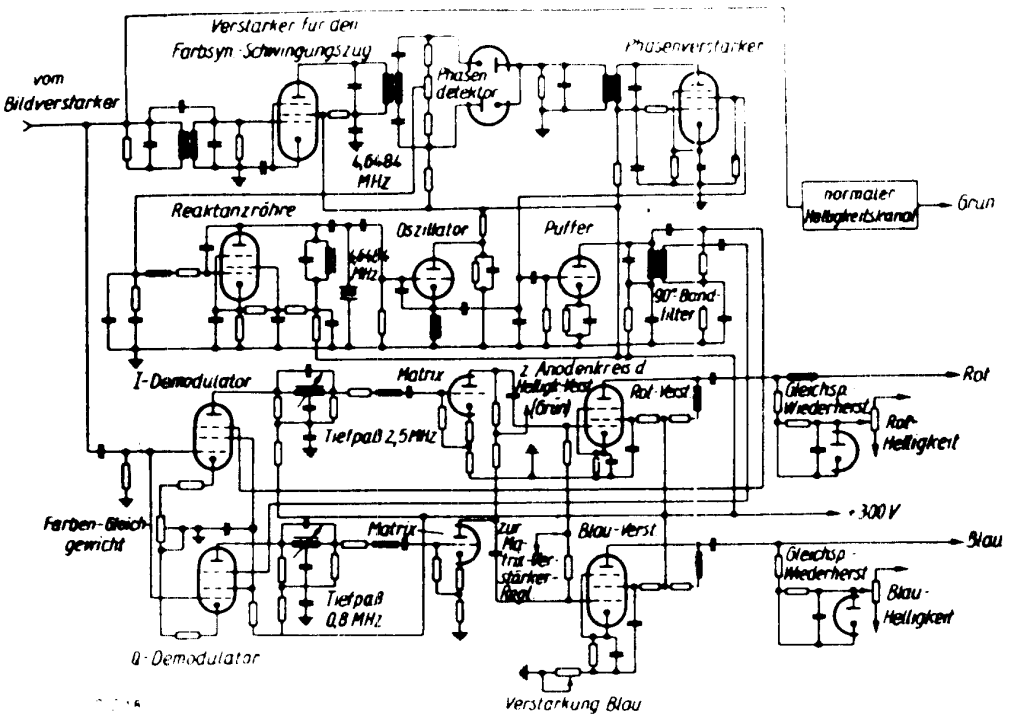


Bild 18. Schaltung der Farbenkreise im Farbfernsehempfänger

der Farbenzwischenträgerfrequenz und zwei Phasendetektoren, die ihrerseits eine Blindröhre steuern, die wiederum die Frequenz des Oszillators beeinflußt.

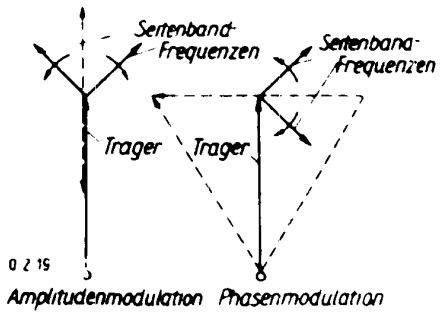


Bild 19. Vektordiagramm der Amplituden- und Phasenmodulation

Da die Träger I **und** Q, auf die die beiden Nachrichten aufmoduliert wurden, **gegenseitig um 90°** in der Phase differieren, tun dies die Seitenbänder auch. Für **eine mit** I **in Phase** liegende Trägerfrequenzspannung erscheint [illegible] Seiten-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

bänder, die zu Q gehören, als phasenmoduliert, denn bekanntlich unterscheidet sich das Vektordiagramm der Phasen- oder Frequenzmodulation von dem der Amplitudenmodulation so, wie dies in Bild 19 angegeben wird.

Bei der Umwandlung benutzt man Pentoden, deren drittem Gitter die Farbenzwischenträgerfrequenz zugeführt wird, und zwar dem I-Demodulator so, daß diese Bezugsspannung in Phase mit der I-Spannung liegt, während dem Q-Demodulator eine dagegen um 90° nacheilende Spannung zugeleitet wird, die also mit Q phasengleich schwingt. Für I wirkt der Nachrichteninhalt des Q-Signals phasenmoduliert, ergibt daher einen konstanten Anteil, der bei der Demodulation herausfällt, und ebenso umgekehrt. Die beiden Modulationsinhalte von I und Q lassen sich daher unabhängig voneinander zurückgewinnen.

Damit wurden einige Kernprobleme des Farbfernsehens und ihre technische Lösung geschildert, und es wurde dabei auf Erkenntnisse hingewiesen, die für die Mehrfachausnutzung von Fernsehkanälen auch beim Schwarz-weißfernsehen zweifellos eine gewisse Bedeutung besitzen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

1.2 Wirkungsweise, Eigenschaften und Aufbau des Vidikons

(Dipl.-Phys.) *C. Kunze*, Berlin

Die Entwicklung besonders leistungsfähiger Fernsehaufnahmeröhren führte in Europa zu einem wesentlich verbesserten Superikonoskop, dem Ricselikonoskop, und in den USA zum Image Orthicon. Beide Röhrentypen liefern Bilder sehr hoher Qualität und besitzen eine ausreichende Empfindlichkeit. Ihre Herstellung und Bedienung sind jedoch außerordentlich kompliziert. Die genannten Röhren unterscheiden sich grundsätzlich nur durch die Geschwindigkeit der benutzten Abtastelektronen. Zur Umwandlung des optischen Bildes in ein elektrisches Ladungsbild wird in beiden Röhrentypen der äußere Fotoeffekt ausgenutzt.

Es ist bemerkenswert, daß in den ersten brauchbaren Fernsehaufnahmeröhren die Signalerzeugung durch den äußeren Fotoeffekt erfolgte, obwohl schon vor der Entwicklung des Ikonoskops Aufnahmeröhren mit fotoleitenden Halbleiterschichten vorgeschlagen wurden. Die Ursache liegt wohl daran, daß die Herstellungstechnik von Fotokatoden bedeutend früher beherrscht wurde als die von Fotowiderständen. Außerdem konnte die früher ausschließlich angewandte Abtastart mit schnellen Elektronen in Verbindung mit dem inneren Fotoeffekt grundsätzlich zu keinen brauchbaren Ergebnissen führen.

Erst die Erfahrungen, die man mit langsamen Elektronen bei der Bildzerlegung im Image Orthicon gewonnen hatte, und die neuen Erkenntnisse auf dem Gebiet der Fotowiderstände gaben Veranlassung, sich erneut mit der Anwendung des inneren Fotoeffektes in Fernsehaufnahmeröhren zu befassen.

Auf dieser Grundlage wurde das Vidikon im Jahre 1950 von der RCA entwickelt. Diese neuartige Aufnahmeröhre schien auf Grund ihres außerordentlich einfachen Aufbaues, ihrer leichten Bedienbarkeit und ihrer sehr hohen Empfindlichkeit dazu geeignet, besonders dem industriellen Fernsehen neue Aufgabengebiete zu erschließen. Innerhalb der folgenden 4 Jahre ist das Vidikon so weit verbessert worden, daß heute für zahlreiche industrielle Zwecke sowie auch für den Fernsehfunk (besonders zur Filmübertragung) serienmäßig gefertigte Vidikonröhren zur Verfügung stehen.

Im Zusammenhang mit der Untersuchung der elektrischen und optischen Eigenschaften von Antimontrisulfid wurde auch bei uns seit einiger Zeit mit dem Bau von Vidikonröhren begonnen. Über einige Ergebnisse dieser Arbeiten wird im folgenden berichtet.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

1

1. Wirkungsweise des Vidikons

1.1 Allgemeines

In einer Fernsehaufnahmeröhre werden die Helligkeitswerte der einzelnen Bildelemente eines zu übertragenden Bildes folgendermaßen in entsprechende elektrische Signale umgeformt:

1. Auf eine fotoelektrisch wirksame Schicht wird das zu übertragende optische Bild entworfen.
2. Die in dieser Schicht erzeugten Ladungen werden auf einer Speicherelektrode in einer dem optischen Bild ähnlichen Verteilung kapazitiv gespeichert.
3. Ein scharf gebündelter Elektronenstrahl tastet diese Ladungsverteilung zeilenweise ab und wandelt sie in elektrische Impulse um. Diese Impulse werden an einer Ausgangselektrode abgenommen.

Zu diesen Grundelementen kommen bei den heute üblichen Fernsehaufnahmeröhren noch recht komplizierte weitere Bauteile hinzu, wie z. B. beim Image Orthicon ein Sekundärelektronenvervielfacher und ein Bildwandlerteil.

Die Signalerzeugung in speichernden Fernsehaufnahmeröhren erfolgt in drei Schritten:

1. Durch Abtasten der Speicherelektrode mit dem Elektronenstrahl wird auf der Schichtoberfläche ein gleichförmiges Grundpotential eingestellt. Dieses Grundpotential ist entweder das der Anode (Abtasten mit schnellen Elektronen, $v \sim 500$ bis 1000 V, Sekundäremissionsfaktor $\delta > 1$) oder das der Katode (Abtasten mit langsamen Elektronen, $v \sim 5$ bis 50 V, $\delta < 1$).
2. Die Modulation des Grundpotentials mit dem Bildinhalt erfolgt durch eine örtlich verschiedene Verschiebung des Oberflächenpotentials aus dem Gleichgewichtszustand. Die Verschiebung kann mit Hilfe des äußeren Fotoeffektes (Verschiebung in positiver Richtung), durch Sekundäremission (Verschiebung in positiver Richtung) und mit Hilfe des inneren Fotoeffektes (Verschiebung in positiver und negativer Richtung) des Schichtmaterials erreicht werden.
3. Bei erneuter Abtastung wird das Grundpotential wiederhergestellt. Die dabei erfolgenden Umladungen der Speicherkapazitäten ergeben Stromstöße, die an einem Außenwiderstand abgenommen werden können.

Die einzelnen Typen der Fernsehaufnahmeröhren unterscheiden sich durch verschiedene Kombinationen von Abtastgeschwindigkeit und Modulationsart.

In den zuerst entwickelten Röhrentypen wurden ausschließlich schnelle Elektronen zum Abtasten angewandt[1]), da es nicht gelang, die Schwierigkeiten der Ablenk- und Fokussiertechnik der langsamen Elektronen zu überwinden. Frühere Versuche [1], [2], [3], [4], [5], in Aufnahmeröhren mit schnellen Abtastelektronen den inneren Fotoeffekt zur Modulation auszunutzen, führten zu keinem Erfolg, weil die erreichbare Bildqualität nicht den Ansprüchen der Praxis genügte. Bei hochohmigem Schichtmaterial [2], [5] ist das durch ungleichmäßige Sekundäremission auftretende Störsignal zu groß. Bei niederohmigem Material [3] liegt dagegen nur eine reine Widerstandssteuerung ohne Speicherwirkung vor, so daß das Signal zu klein wird. Es wurden deshalb bis etwa 1950 nur Aufnahmeröhren verwendet, in denen der äußere Fotoeffekt oder, über einen zwischengeschalteten Bildwandler, die Sekundäremission die Modulation des Schichtpotentials übernimmt.

[1]) Ikonoskop, Superikonoskop.

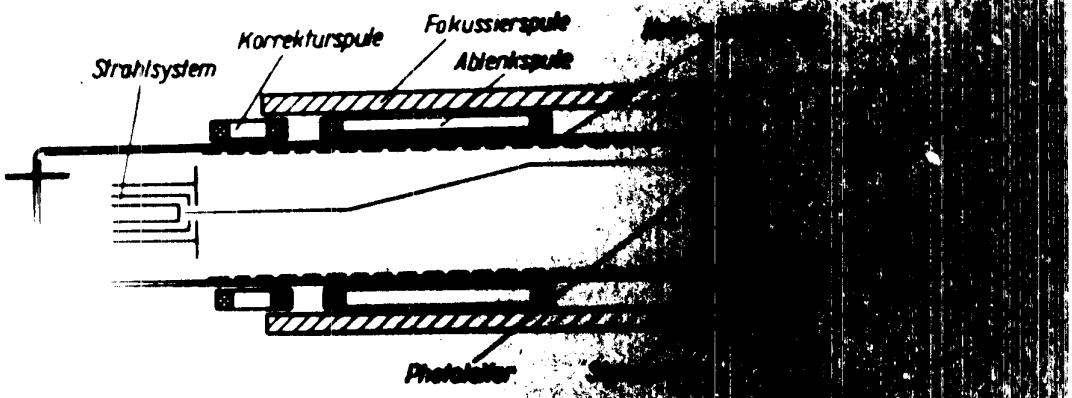
Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Nachdem man jedoch die Abtasttechnik mit langsamen Elektronen beherrschte, gewann die Entwicklung von Aufnahmeröhren, in denen das optische Bild durch den inneren Fotoeffekt in das elektrische Bild umgesetzt wird, wieder an Bedeutung. Die in den USA auf dieser Grundlage entwickelte Aufnahmeröhre wurde mit Vidikon [6] bezeichnet. Die besonderen Vorteile des Vidikons sind die sehr hohe Empfindlichkeit durch eine fast 100%ige Speicherfähigkeit und der einfache Aufbau. Nachteilig ist die heute im allgemeinen noch vorhandene Trägheit, die aber durch eine geeignete Behandlung des Schichtmaterials und durch die Wahl der Schichtkapazität beseitigt werden kann.

Aufbau des Vidikons

Der Aufbau des Vidikons (Bild 1) ist gegenüber dem früheren Aufnahmeverfahren außerordentlich einfach. Das Vidikon besteht nur noch aus einer [illegible]



1. Querschnitt durch das [illegible]-Vidikon

Strahlsystem zur Erzeugung des Abt[illegible]
ohmigen Halbleiterschicht, die gleichzeitig [illegible]
stammt.

[illegible] wird auf eine gut lichtdurchlässige, aber [illegible]
Signalplatte) aufgedampft. Diese Grundelektrode, [illegible]
einwandfreien planparallelen Glasscheibe aufgebracht, die den [illegible]
[illegible] an einem Ende abschließt. Der Anschluß der Grundelektrode erfolgt über einen auf die Planscheibe aufgeschmolzenen Platinkontakt.

Das am entgegengesetzten Röhrenende eingeschmolzene Strahlsystem erzeugt den Abtaststrahl. Die Elektronen verlassen die Anodenblende mit einer Geschwindigkeit von etwa 300 V und durchlaufen die Röhre mit dieser Geschwindigkeit bis zu dem Netz, das den Anodenzylinder abschließt. Hinter dem Netz werden die Elektronen stark abgebremst, da die Grundelektrode und damit zunächst auch die Schichtoberfläche auf einem Potential von etwa + 20 V gegen Katode liegen.

Der Abtaststrahl wird wie im Image Orthicon durch ein homogenes, zur Röhrenachse paralleles Magnetfeld fokussiert. Die Stärke des Längsfeldes muß so eingestellt werden, daß auf die Schichtoberfläche gerade ein Knoten des Wendelstrahles zu liegen kommt. Damit die Struktur des den Anodenzylinder abschließen-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

den Netzes nicht die Bildqualität beeinflußt, soll dieses in einem Bauch des Wendelstrahles liegen.

Zwei gekreuzte und senkrecht zum Längsfeld verlaufende magnetische Ablenkfelder führen den Abtaststrahl zeilenweise über die Halbleiterschicht.

Über Einzelheiten der Halbleiterschicht, der Signalplatte und des Strahlsystems wird noch berichtet.

1.3 Signalerzeugung

Auch beim Vidikon erfolgt die Signalerzeugung in den in Abschnitt 1.1 erwähnten drei Schritten:

1. Einstellung eines gleichmäßigen Grundpotentials durch den abtastenden Elektronenstrahl,
2. Modulation des Grundpotentials mit den Helligkeitswerten des Bildes,
3. Auswertung des Ladungsbildes.

Zur weiteren Betrachtung der Signalerzeugung teilen wir die ausgenutzte Schichtfläche, wie im Fernsehen allgemein üblich, in einzelne Bildelemente auf. Dabei ist die Fläche eines Bildelementes gleich dem Quadrat der Höhe einer Zeile. Für eine Rastergröße von $a \cdot b$ cm² besitzt ein Bildelement bei 625 Zeilen eine Fläche F:

$$F = \left(\frac{a}{625}\right)^2 .$$

Die Gesamtzahl N aller Bildelemente beträgt:

$$N = 625^2 \frac{b}{a} .$$

a) *Einstellung des Grundpotentials*

Typisch für das Vidikon ist die Abtastung mit langsamen Elektronen; die Geschwindigkeit der Elektronen muß so gering sein, daß ihre Sekundärelektronenausbeute beim Auftreffen auf die Schicht unter 1 bleibt. Da das Schichtmaterial ohne Besonderheiten isoliert, lädt sich dadurch die Schicht negativ auf. Das Oberflächenpotential verschiebt sich in negativer Richtung, bis das Potential der Strahlkathode[1]) stabilisierend erreicht ist. Die Abtastelektronen können dann nicht mehr auf die Schicht treffen, sie kehren vor ihr wieder um [7].

Es entsteht zwischen Schichtoberfläche und Grundelektrode eine Potentialdifferenz, deren Höhe durch die positive Spannung der Grundelektrode gegenüber der Katode bestimmt wird. Auf der Schicht wird dabei eine Ladungsmenge gespeichert, die von der Potentialdifferenz und der Schichtkapazität abhängt.

b) *Modulation des Grundpotentials mit dem Bildinhalt*

Wird die Schicht nun an einer Stelle belichtet, so gleicht sich dort der Potentialunterschied zwischen der Oberfläche und der Grundelektrode über den belichtungsabhängigen Schichtwiderstand teilweise aus. Allgemein wird dadurch das Oberflächenpotential mit dem Bildinhalt moduliert. Wir wollen diesen Entladevorgang an einem Bildelement verfolgen.

[1]) Der genaue Wert des Gleichgewichtspotentials ist noch von dem Kontaktpotential zwischen Strahlkatode und Schicht und der Anfangsgeschwindigkeit der Strahlelektronen abhängig.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Man kann jedes einzelne Bildelement als kleinen Kondensator mit belichtungsabhängigem Parallelwiderstand ansehen (Bild 2).

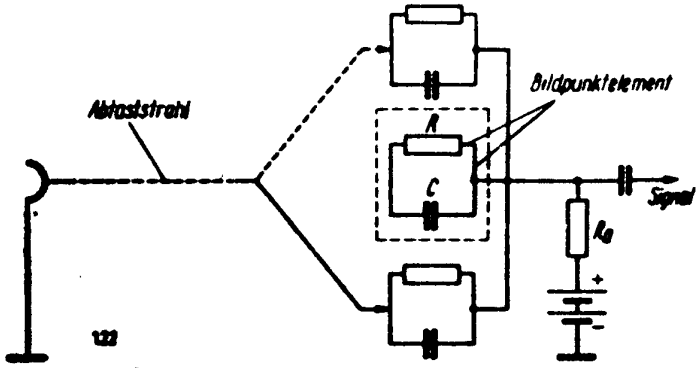


Bild 2. Ersatzschaltbild des Vidikons

Die Bildpunktkapazität C wird gegeben durch:

$$C = \frac{F \cdot \varepsilon \cdot 10^{-12}}{3{,}6 \pi d} \quad [\mathrm{F}]. \qquad \begin{array}{l} F \text{ Bildpunkt-Fläche } [\mathrm{cm}^2] \\ d \text{ Schichtdicke } [\mathrm{cm}] \\ \varepsilon \text{ DK} \end{array} \tag{1}$$

und der Bildpunktwiderstand R durch:

$$R = \frac{d}{\sigma F} \quad [\Omega]. \qquad \sigma \text{ spez. Leitfähigkeit des Schichtmaterials } [\Omega^{-1}\,\mathrm{cm}^{-1}]. \tag{2}$$

Die Zeitkonstante

$$\tau = R \cdot C \sim 9 \cdot 10^{-14} \frac{\varepsilon}{\sigma} \quad [\mathrm{s}] \tag{3}$$

dieser RC-Kombination ist durch ihren Zusammenhang mit σ belichtungsabhängig und steuert den Entladevorgang. Die während einer Abtastperiode in einem Bildelement gespeicherte Ladungsmenge Q_0 beträgt

$$Q_0 = CU \quad [\mathrm{Cb}]. \tag{4}$$

Darin bedeutet U die Potentialdifferenz zwischen Schichtoberfläche und Grundelektrode. U wird gleich der Spannung zwischen Grundelektrode und Katode, wenn der Abtaststrahl während der Verweilzeit auf dem Bildelement genügend viele Elektronen ablagern kann, d. h. wenn die Stromdichte j des Strahles ausreicht, die vollständige Aufladung auf Katodenpotential durchzuführen (s. Abschnitt 2,2).

Nachdem der Abtaststrahl das Bildelement verlassen hat, beginnt sich die dort gespeicherte Ladung Q_0 über R auszugleichen. Innerhalb einer Bildperiode ($t_p = 4 \cdot 10^{-2}$ s) ist Q_0 auf Q_{t_p} abgesunken entsprechend der Beziehung:

$$Q_{t_p} = Q_0 e^{-\frac{t_p}{\tau}} \tag{5}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

(6)

... Differenz der ...

$$\Delta Q_S = Q_S - Q_H = Q_1 \left(e^{-\frac{t_2}{\tau_S}} - e^{-\frac{t_2}{\tau_H}} \right) \tag{7}$$

... Dunkel- ... H-Bedingungen ...H=H...

Setzt man hier die Beziehung für τ GL. 3 ein, so erhält man:

$$\Delta Q_S = Q_0 \left(e^{-4 \cdot 10^{11} \frac{\sigma_D}{\varepsilon} \frac{t_2}{\varepsilon}} - e^{-4 \cdot 10^{11} \frac{\sigma_H}{\varepsilon} \frac{t_2}{\varepsilon}} \right) \tag{8}$$

oder näherungsweise:

$$\Delta Q_S = Q_0 \left(1 - e^{-4 \cdot 10^{11} \frac{\sigma_H}{\varepsilon} \frac{t_2}{\varepsilon}} \right). \tag{9}$$

wenn

$$4 \cdot 10^{11} \frac{\sigma_D}{\varepsilon} \ll 1 \quad \text{ist} \quad (\sigma_D < 10^{-12}\ \Omega^{-1}\ \text{cm}^{-1}).$$

Diese Ladungsdifferenz entspricht infolge $\Delta Q = C\,\Delta U$ einer proportionalen Abweichung vom Grundpotential.

c) Auswertung des Ladungsbildes

Die ursprünglich gleiche Ladungsverteilung ist durch die örtlich verschiedene Belichtung innerhalb einer Abtastperiode mit dem Bildinhalt moduliert worden. Der jetzt wiederkehrende Abtaststrahl macht die Ladungsverluste der einzelnen Bildpunktkapazitäten rückgängig. Die dabei entstehenden Ladestromstöße erzeugen an dem Arbeitswiderstand R_a die Signalspannungen.

Die Höhe der Signalamplitude u kann aus der Beziehung:

$$u = J \cdot R_a = \frac{\Delta U}{t_v} \cdot \varepsilon \cdot R_a \tag{10}$$

abgeschätzt werden. ΔU ist der während der Abtastung innerhalb der Verweilzeit t des Strahles auf einem Bildelement ausgeglichene Potentialunterschied.

Um eine Vorstellung von der Größe des Signales zu erhalten, legen wir für die Berechnung folgende übliche Werte zugrunde: $R_a = 10^5\ \Omega$, $C = 1{,}3 \cdot 10^{-12}$ F, ($\varepsilon \sim 10$, $d = 10^{-4}$ cm, Bildelementgröße: $1{,}5 \cdot 10^{-5}$ cm^2) $\Delta U = 2$ V und $t_v = 0{,}77 \cdot 10^{-6}$ s. Damit ergibt sich eine Signalamplitude von $u \sim 3{,}5 \cdot 10^{-2}$ V.

Mit einem Vidikon kann diese Signalhöhe bei einer etwa zehnfach kleineren Beleuchtungsstärke erreicht werden, als zur Erzeugung des gleichen Signales mit einem Superikonoskop benötigt wurde. Die Zusammenhänge, die sich aus dem Mechanismus der Signalerzeugung zwischen den drei Größen: Schichtkapazität, Vorspannung und Strahlstrom und den Betriebseigenschaften des Vidikons (Trägheit, Schärfe, Kennlinie, Signal-Rausch-Verhältnis) ergeben, werden im Abschnitt 2 zusammen mit den Messungen dieser Eigenschaften besprochen.

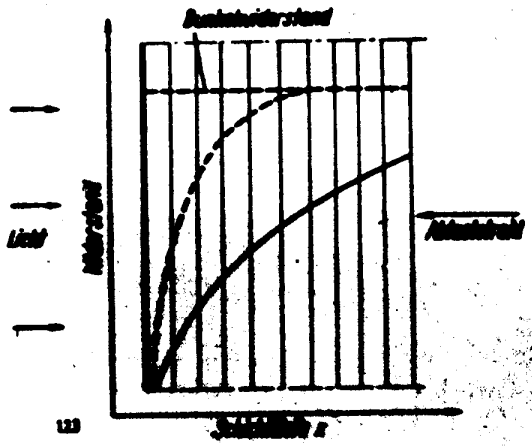
Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

1.4 Zusammenhang zwischen dem Absorptionsverlauf und der spektralen Empfindlichkeit

Die spektrale Empfindlichkeit eines Vidikons wird durch die Abhängigkeit der Leitfähigkeit der Halbleiterschicht von der Wellenlänge der anregenden Strahlung bestimmt.

Qualitativ erhält man den spektralen Verlauf der Empfindlichkeit, wenn man die Halbleiterschicht in Richtung der elektrischen Feldstärke in Gebiete sehr kleiner Dicke einteilt und jedem Gebiet den Widerstand zuordnet, der seiner Elektronenkonzentration entspricht. Damit erhält man eine Reihe hintereinandergeschalteter Widerstände. Der Gesamtwiderstand dieser Kette wird natürlich wenig geändert, wenn nur die Widerstände an einem Ende (Lichteintrittsseite)



Widerstand der Halbleiterschicht in Abhängigkeit von der
Eindringtiefe des Lichtes (geringe Absorption); — — — Kleine
Lichtes (starke Absorption)

...drigt werden **und die restlichen Widerstände unverändert bleiben** ...se Verhältnisse liegen **dann vor, wenn die Absorptionskonstante groß** ...er Schichtdicke **ist. Mit abnehmender Absorption, also zunehmender** ...e des Lichtes, **werden immer mehr Widerstände verkleinert. Der** ...erstand der **Kette nimmt ab und der Fotostrom zu, bis schließlich die** ...so gering wird, **daß der größte Teil der eingestrahlten Energie durch die** ...hindurchgeht. **Der Fotostrom fällt dann wieder ab. Die spektrale Empfind-** ... wird also **im wesentlichen durch den spektralen Verlauf der Absorption** ...durch die Schichtdicke **gegeben.**

Zur Berechnung der **spektralen Empfindlichkeit muß die Leitfähigkeit** σ der Halbleiterschicht in der **Tiefe** x **als Funktion** der Eindringtiefe des Lichtes, d. h. als Funktion der **Absorptionskonstante** μ, **bestimmt** werden. Die Leitfähigkeit $\sigma(x)$ ist mit den **Konzentrationen der Ladungsträger** $n^-(x)$ (Überschußelektronen) bzw. $n^+(x)$ **(Defektelektronen)** und deren Beweglichkeiten b^+ bzw. b^- durch die **Beziehung:**

$$\sigma = e\,(n^-(x)\,b^- + n^+(x)\,b^+) \tag{11}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

verknüpft. Für $n^-(x)$ und $n^+(x)$ sind die Gleichgewichtskonzentrationen einzusetzen, die sich bei konstanter Lichteinstrahlung nach einer Anklingzeit im Halbleiter ergeben haben. Das Gleichgewicht stellt sich so ein, daß die Zahl der pro Zeiteinheit durch Lichteinstrahlung erzeugten Ladungsträger im Zeitmittel gleich der pro Zeiteinheit durch Rekombination verschwindenden Ladungsträger ist. Dieser Vorgang der dauernden Erzeugung und Vernichtung von Ladungsträgern ähnelt den Verhältnissen im Plasma einer Gasentladung [8]. Man benutzt deshalb auch die in der Plasmatheorie üblichen Bilanzgleichungen zusammen mit dem Absorptionsgesetz, um die stationäre Verteilung der Ladungsträger längs des Absorptionsweges und damit die Leitfähigkeit $\sigma(x)$ als Funktion der Absorptionskonstante zu berechnen. Die Stromdichte ergibt sich dann aus:

$$j = \sigma(x)\, F(x)\,. \qquad F(x) \text{ Feldstärke.} \tag{12}$$

Wegen der Divergenzfreiheit der Stromdichte ruft die in Richtung von F veränderliche Leitfähigkeit $\sigma(x)$ eine örtlich verschiedene Feldstärke hervor. Die Stromdichte des Fotostromes wird also durch die Konzentration der Ladungsträger und deren Verteilung sowie durch den damit zusammenhängenden Verlauf der Feldstärke gegeben.

Dieser skizzierte Rechengang führt zu folgender Beziehung zwischen Fotostrom j, Absorptionskoeffizient μ und Schichtdicke d:

$$j = c\,\frac{\mu^2}{e^{\mu d} - 1}\,. \qquad c \text{ Konstante.} \tag{13}$$

Der Fotostrom durchläuft als Funktion von μ ein Maximum, dessen Lage von der Schichtdicke d abhängt. Die Bedingung für das Maximum lautet:

$$\mu d \sim 1{,}6\,,$$

Gl. (13) wurde unter der Voraussetzung berechnet, daß nur eine Ladungsträgerart (Elektronen oder Defektelektronen) am Leitungsvorgang teilnehmen kann und daß der Rekombinationsprozeß monomolekular verläuft. Der Fall der bimolekularen Rekombination ergibt annähernd den gleichen Kurvenverlauf.

2. Einfluß der Schichtkapazität, der Vorspannung und der Strahlstromstärke auf die Betriebseigenschaften des Vidikons

Schichtkapazität, Vorspannung und Strahlstromstärke sind eng mit den Betriebseigenschaften: Spektrale Verteilung, Auflösungsvermögen, Trägheit, Übertragungskennlinie und Signal/Rauschverhältnis verknüpft. In Tafel 1 sind diese Zusammenhänge schematisch dargestellt. Im folgenden sollen diese Beziehungen an Hand der im Abschnitt 1 abgeleiteten Gleichungen näher betrachtet und soweit als möglich durch Messungen belegt werden.

2.1 Spektrale Empfindlichkeit

Die spektrale Verteilung der Empfindlichkeit hängt über die Schichtdicke mit der Schichtkapazität zusammen. Von der Größe der Vorspannung und der Strahlstromstärke ist sie unabhängig. Mit der Wahl einer bestimmten Empfindlichkeitskurve ist auch die Kapazität eines Bildelementes festgelegt, jedoch sind für die Wahl der Kapazität noch weitere Gesichtspunkte zu beachten.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

1

Der Zusammenhang zwischen Fotoeffekt, Absorptionskonstante und Schichtdicke wird durch Gl. (13) gegeben. Aus dem Verlauf der Absorption (Bild 4) können also für verschiedene Schichtdicken die spektralen Verteilungen berechnet werden. Das Bild 5 zeigt derartige theoretische Kurven für Schichtdicken von 0,5 μ, 1,0 μ und 4 μ bei monomolekularer Rekombination. Der Darstellung ist zu entnehmen, daß sich mit wachsender Schichtdicke das Maximum der Empfindlichkeit zu

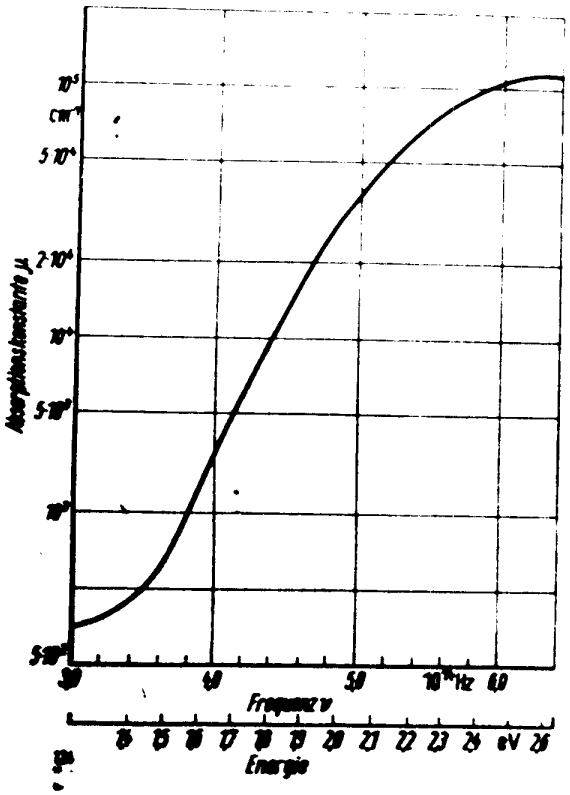


Bild 4
Absorptionsverlauf von Sb_2S_3-Schichten

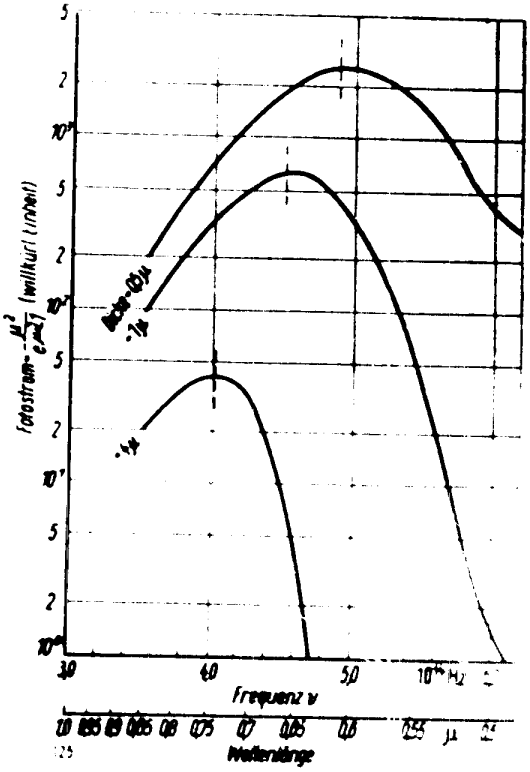


Bild 5. Theoretische spektrale Verteilung des inneren Fotoeffekts für Sb_2S_3-Layer-Feldzellen bei monomolekularer Rekombination

längeren Wellen verschiebt und daß die Integralempfindlichkeit (Fläche unter der Verteilungskurve) abnimmt.

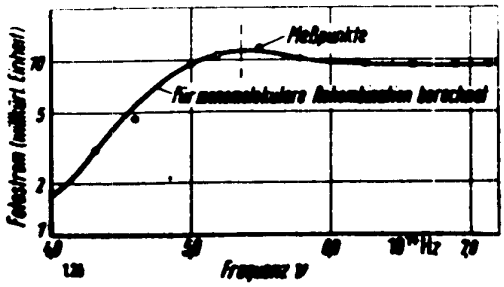
Die spektrale Verteilung der Empfindlichkeit der von uns gebauten Vidikonröhren stimmt gut mit den berechneten Kurven überein[1]) (Bild 6). Zum Vergleich zeigt Bild 7 eine von *Forgue* u. a. [13] angegebene Verteilung. Die Schichtdicke betrug etwa 2 μ. Die Abweichung der gemessenen von der berechneten Kurve am langwelligen Ende kann auf eine in diesem Spektralgebiet zunehmende Absorption

[1]) Die spektrale Verteilung wurde in statischem Betrieb, d. h. mit ruhendem Elektronenstrahl, gemessen, um störende Nebeneffekte zu vermeiden. Die Schichtdicke konnte mit einem Interferenzmikroskop, das uns vom Institut für Optik und Feinmechanik, Berlin-Adlershof, zur Verfügung gestellt wurde, bestimmt werden.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

...r Signalplatte (NESA-Platte) zurückgeführt werden. Aus den Messungen geht hervor, daß durch geeignete Wahl der Schichtdicke die spektrale Empfindlichkeit einer Vidikonröhre einem bestimmten Verwendungszweck angepaßt werden kann.



...pektrale Verteilung des inneren Fotoeffektes von Sb_2S_3-Vidikonschichten
berechnete Dicke 240 mμ; gemessene Dicke: 300 mμ

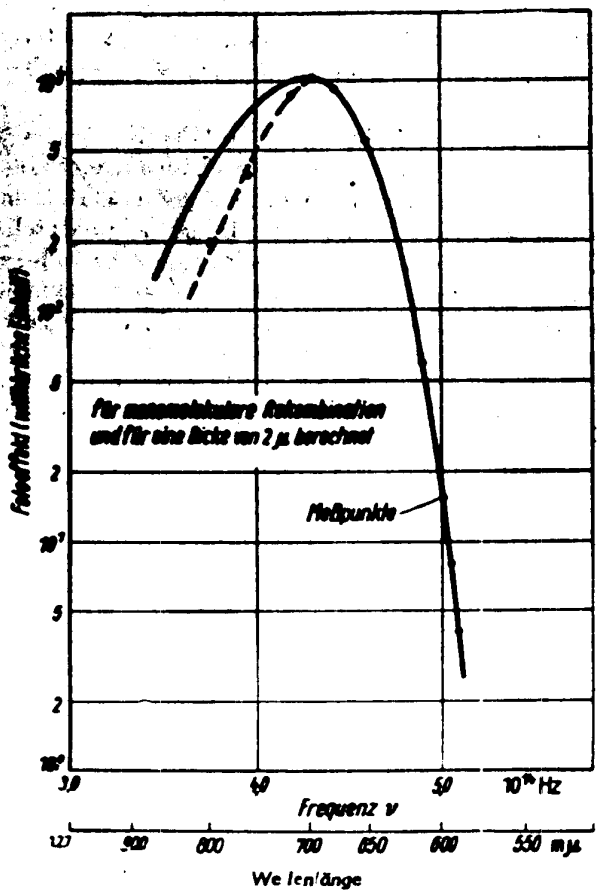


Bild 7. *Spektrale Verteilung des inneren Fotoeffektes von Sb_2S_3 nach Forgue [13]*

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

1

Dies gilt jedoch nur für Sb_2S_3-Schichten. Selenschichten verhalten sich, wie aus Messungen von Weimer u. a. [14] hervorgeht, anders. Es ist zu vermuten, daß für Selen die in unserer Rechnung gemachten Voraussetzungen (nur eine Ladungsträgerart nimmt am Leitungsvorgang teil) nicht zutreffen. Messungen an CdS-Vidikonschichten liegen noch nicht vor.

2.2 Trägheit

Die Trägheit des Vidikons läßt sich auf drei Ursachen zurückführen:

1. Die fast 100%ige Speicherfähigkeit des Vidikons ergibt eine Trägheit von etwa $^1/_{23}$ s. Damit ist eine Bewegungsunschärfe verbunden, wie sie auch bei fotografischen Aufnahmen bei einer Belichtungszeit von $^1/_{25}$ s auftritt.
2. Der innere Fotoeffekt ist besonders bei hochohmigen Halbleitern träge. Beim Unterbrechen der Belichtung klingt die erhöhte Leitfähigkeit nur langsam ab. Diese Trägheit hängt mit dem Auslöse- und Rekombinationsmechanismus der Fotoleitung zusammen [9] und führt zu Nachbildern. Durch geeignete Behandlung des Halbleitermaterials kann dieser Effekt oft verringert werden, jedoch meistens auf Kosten der Empfindlichkeit. Außerdem nimmt die Halbleiterträgheit mit wachsender Belichtung ab.
3. Durch unvollständige Entladung der Bildpunktkapazitäten bei einmaligem Abtasten können Restladungen zurückbleiben, die ebenfalls zu Nachbildern führen.

Die beiden zuerst genannten Gründe für die Trägheit eines Vidikons hängen direkt mit dem Abtast- bzw. Fotoleitungsmechanismus zusammen und sollen deshalb hier nicht mehr besprochen werden. Dagegen läßt sich das Auftreten von Nachbildern bei unvollständiger Umladung der Bildelemente durch einen geeigneten Aufbau und durch die Wahl der Betriebsbedingungen beeinflussen.

Um Nachbilder der dritten Art zu vermeiden, muß ein Bildelement nach einmaligem Abtasten vollständig umgeladen sein, d. h. der Elektronenstrahl muß innerhalb der Verweilzeit auf einem Bildelement genügend Elektronen ablagern. Die Zahl der zur Umladung notwendigen Elektronen hängt von der Größe der Kapazität C und der Größe der durch die Belichtung entstandenen Potentialänderung ΔU ab.

Die erforderliche mittlere Stromdichte wird durch die Beziehung:

$$j_s = \alpha \cdot \frac{C \Delta U}{t_v F} \tag{14}$$

gegeben. Der in dieser Gleichung auftretende Korrekturfaktor α, der größer als 1 ist, berücksichtigt den geringen Wirkungsgrad des Abtaststrahles. Die Strahlelektronen werden nämlich zu Beginn des Abtastvorganges noch eine größere Anzahl von Sekundärelektronen ($\delta \sim 0{,}5$) frei machen. Erst mit abnehmendem Oberflächenpotential wird die Sekundäremission so klein, daß ein zunehmender Anteil der Strahlelektronen zur Umladung beitragen kann. Am Ende des Abtastvorganges (Schichtoberfläche nur noch 1 bis 2 V positiv) tritt eine starke Reflexion der Strahlelektronen auf, so daß der Wirkungsgrad wieder absinkt. Die an sich schon geringe Ausnutzung des Elektronenstrahles wird noch schlechter, wenn der Elektronenstrahl nicht genau senkrecht auf die Schichtoberfläche auftrifft, da bei schrägem Einfall sowohl die Sekundäremission als auch die Reflexion zunehmen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Bild 8 zeigt den Wirkungsgrad des Abtaststrahles, wie er in einem C.P.S.-Emitron an einer CsSb-Fotokatode gemessen wurde [15]. Für unsere Sb_2S_3-Schichten wird der Kurvenverlauf nicht wesentlich anders sein.

Treten bei einer gegebenen Strahlstromdichte Nachbilder auf, so kann die Höhe der Restsignale durch Verkleinerung von C oder von ΔU vermindert werden.

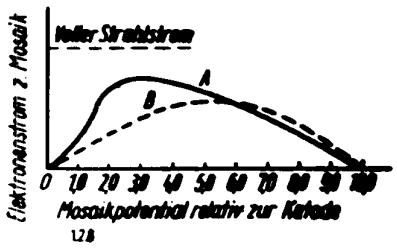


Bild 8. Wirksamkeit der Mosaikaufladung
Kurve A: senkrechter Strahleinfall; Kurve B: schräger Strahleinfall

... C nicht wesentlich vermindert werden. ... Halbleiterschicht zwangsläufig die ... hoben wird. Für Selenschichten gilt ...

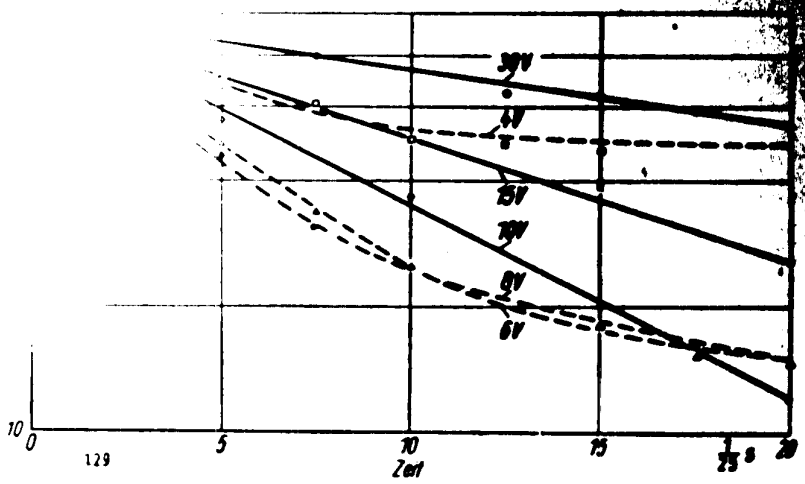


Bild 9. Restsignal für verschiedene Vorspannungen U_V bei fester Beleuchtungsstärke und festem Strahlstrom

kung offenbar nicht, so daß mit diesen die Trägheitseffekte, die durch eine ungenügende Entladung bedingt sind, vermeidbar sein müßten.

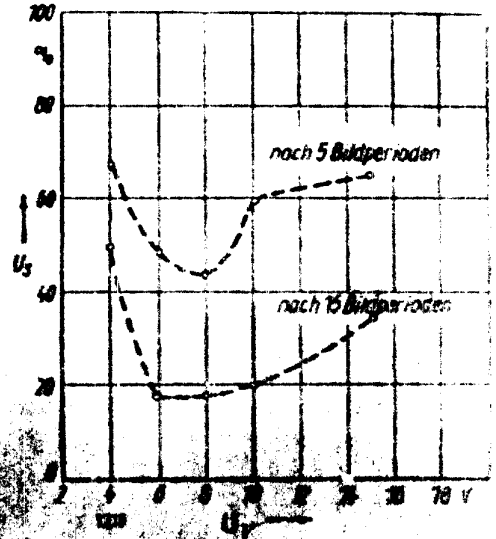
Der Potentialhub ΔU hängt von der Vorspannung U_V und von der Belichtung ab, Gl. (9). Mit kleinerer Vorspannung und geringerer Belichtung müßte also die Trägheit abnehmen.

Die Meßergebnisse an unseren Vidikonröhren zeigen bei gegebener Belichtung für Vorspannungen zwischen 30 V und 10 V die erwartete Abhängigkeit (Bild 9). Das Restsignal nimmt mit U_V ab. Für Vorspannungen kleiner als 10 V wird jedoch

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

die Trägheit wieder größer. Trägt man die Höhe des Restsignals, das nach einer bestimmten Zeit (z. B. nach fünf Bildperioden = 0,2 s) noch vorhanden ist, über der Vorspannung auf (Bild 10), so erkennt man ein ausgeprägtes Minimum. Die Lage des Minimums ist dem Oberflächenpotential zuzuordnen, bei dem der Wirkungsgrad des Abtaststrahles am größten ist. Es gibt also eine Vorspannung, für



... als Funktion der Vorspannung nach 0,2 s bzw. 0,6 s bei ... Beleuchtungsstärke

... geringsten wird. Die Höhe dieser Vorspannung ... Empfindlichkeit sowie vom Einfallswinkel ... Beleuchtung (entspricht abnehmendem ...). Die Meßergebnisse zeigen jedoch das ... Hier überwiegt die Trägheit des inneren ... bei geringer Beleuchtung) den Einfluß des Abtastwinkels.

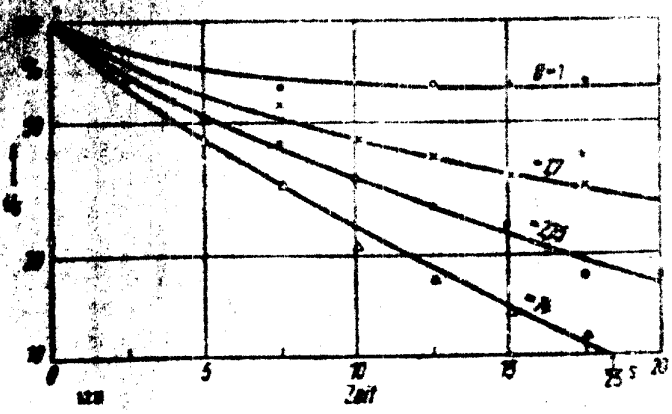


Bild 11. Restsignal für verschiedene Beleuchtungsstärken B bei fester Vorspannung und festem Strahlstrom

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Faßt man die Abhängigkeit der [illegible] stärke zusammen, so ergibt sich, daß es günstig ist, die Vorspannung [illegible] und, um das gleiche Signal zu erhalten, die Beleuchtungsstärke der Fotoschicht zu vergrößern. In Bild 12 ist das Restsignal über der Vorspannung bei konstant gehaltenem Ausgangssignal aufgetragen [16].

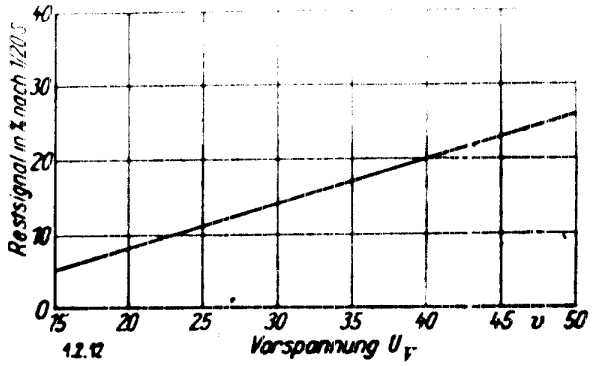


Bild 12. Restsignal als Funktion der Vorspannung nach 0,5 s bei konstantem Ausgangssignal (für ein Vidikon der RCA-Type 6326) [16]

Den Zusammenhang zwischen Trägheit und Strahlstromstärke zeigt Bild 13. Die Trägheit nimmt, wie erwartet, mit zunehmendem Strahlstrom ab. Die Stromdichte kann jedoch nicht beliebig vergrößert werden, da die dadurch auftretende Strahlverbreiterung die Auflösung verschlechtert.

2.3. Auflösungsvermögen

Die Grenze der Auflösung des Vidikons wird im wesentlichen durch die folgenden Faktoren bestimmt:

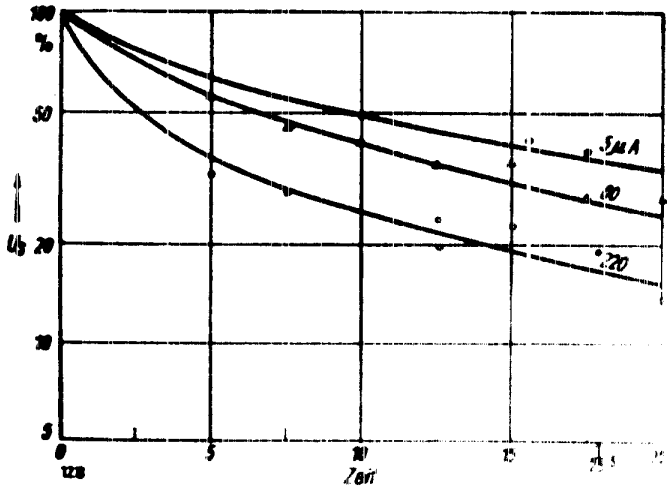


Bild 13. Restsignal für verschiedene Strahlstrom[illegible] bei fester [illegible] Beleuchtungsstärke

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

1

1 Verschmierung der Ladungsbilder durch Quer- und Oberflächenleitfähigkeit der Halbleiterschicht
2 Körnigkeit der Schicht
3 Querschnitt des Abtaststrahles
4 Ablenkung des Abtaststrahles durch starke Querfelder an der Schichtoberfläche.

Um eine gute Auflösung zu gewährleisten, dürfen sich Ladungsunterschiede auf der Schichtoberfläche zwischen zwei benachbarten Bildelementen nicht innerhalb einer Bildperiode ausgleichen. Dieser Ausgleich kann einerseits über die Querleitfähigkeit innerhalb der Schicht oder über eine Oberflächenleitfähigkeit auf der Schicht erfolgen.

Eine quantitative Aussage läßt sich über diese Ausgleichsvorgänge nicht machen, da besonders über die Oberflächenleitfähigkeit von dünnen Halbleiterschichten nicht viel bekannt ist. Die Oberflächenleitfähigkeit kann offenbar nur dann das Auflösungsvermögen verschlechtern, wenn sie höher als die Materialleitfähigkeit ist. Sie wird also nur bei sehr schwachen Beleuchtungsstärken wirksam. Mit wachsender Beleuchtungsstärke dagegen wird die Querleitfähigkeit merklich, und ein Ladungsausgleich zwischen den einzelnen Bildelementen und damit eine Schärfeverminderung wird eintreten. Die Verminderung der Auflösung bei hohen Beleuchtungsstärken ist auch deutlich beobachtbar.

Die Struktur der Schicht kann durch einen sorgfältig durchgeführten Aufdampfprozeß so fein gehalten werden, daß sie keine wesentliche Begrenzung [illegible] Auflösung darstellt. Übermikroskopaufnahmen von unseren Aufdampfschichten ergaben Korngrößen von etwa 20 mμ Dmr. Bei einem Strahldurchmesser [illegible] spielt die Struktur also keine Rolle.

Der Querschnitt des abtastenden Elektronenstrahles soll nicht [illegible] ein Bildelement. Bei einer ausgenutzten Fläche der Fotoschicht [illegible] beträgt bei 625 Zeilen der Durchmesser des Bildelementes 40 μ, [illegible] querschnitt darf höchstens diesen Durchmesser aufweisen. Auf [illegible] tierenden Anforderungen an das Strahlsystem wird in Abschnitt [illegible] gegangen. Um eine Strahlverbreiterung zu vermeiden, darf [illegible] Strahldichte j_s nicht zu hoch gewählt werden [17]. Auf den Zusammenhang zwischen j_s und C und ΔU wurde bereits im vorangegangenen Abschnitt [illegible] hingewiesen.

Große Potentialunterschiede auf der Schichtoberfläche [illegible] einer seitlichen Ablenkung des Strahles und damit zu [illegible] Bildfehlern führen. Deshalb ist die Vorspannung U_V, der ΔU [illegible] Beleuchtungsverhältnissen anzupassen.

Das Auflösungsvermögen von Vidikonröhren wird im wesentlichen durch die Schärfe des Abtaststrahles begrenzt. Auf die Möglichkeit, die Höhenauflösung durch einen geeigneten Frequenzgang des Verstärkers zu verbessern, wurde von *Neuhaus* [16] hingewiesen.

2.4 Übertragungskennlinie

Die Kennlinie des Vidikons ist durch die Entladungsfunktion eines Bildelementes Gl. (9) und durch die Widerstandsänderungen[1]) des Halbleitermaterials in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke gegeben.

[1]) Ein Fotohalbleiter ändert seine Leitfähigkeit im allgemeinen entsprechend der Beziehung:

$$\sigma \sim \Phi^{\alpha}, \qquad \Phi = \text{Beleuchtungsstärke},$$

α nimmt für kleine Beleuchtungsstärken den Wert 1 an, für große Werte von Φ wird $\alpha \sim 0{,}5$.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

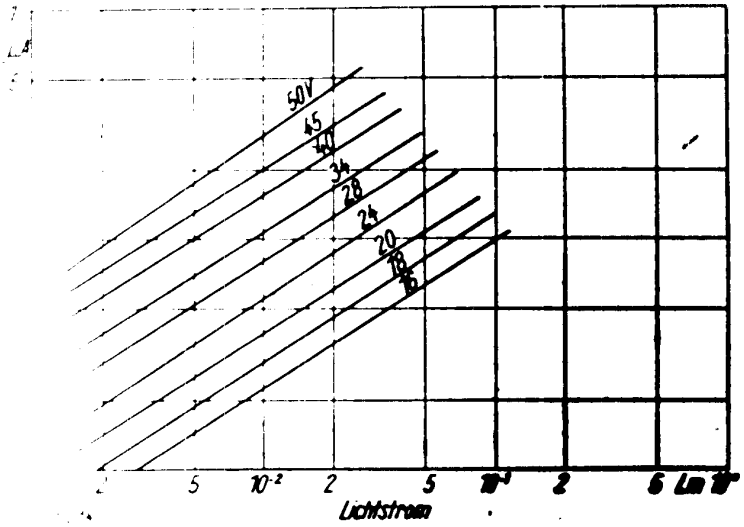
Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Für kleine Beleuchtungsstärken ($\sigma_H < 10^{-12}\,\Omega^{-1}\mathrm{cm}^{-1}$) kann Gl. (9) vereinfacht werden:

$$I Q_S \sim Q_0 \sigma_H \sim Q_0 \Phi \,. \qquad (\Phi = \text{Beleuchtungsstärke}).$$

Die Kennlinie ist also zunächst linear. Für höhere Beleuchtungsstärken hängt die Signalgröße exponentiell von σ_H ab und für starke Belichtung tritt Sättigung ein, da der Signalhub auf Q_0 begrenzt ist.

Bild 14 und Bild 15 zeigen die Kennlinien eines amerikanischen und eines in der DDR gebauten Vidikons. Der Sättigungspunkt wird durch die Größe von Q_0, d. h. also durch U_F und C bestimmt. Durch Vergrößern der Vorspannung kann bei ausreichendem Strahlstrom der Sättigungspunkt und damit der ausnutzbare Belichtungsbereich zu kleineren Beleuchtungsstärken hin verschoben werden.



Übertragungskennlinien für verschiedene Vorspannungen (Vidikon RCA-6326) [16]

Die Möglichkeit, den Arbeitsbereich zu verlagern, ist ein besonderer Vorteil des Vidikons. Bei anderen Aufnahmeröhren ist das nur durch Verändern der Targetkapazität möglich.

Der Kontrast des Vidikons ist nicht wie beim Orthikon gleich eins sondern kleiner. Er bietet den Vorteil, daß ohne zusätzliche γ-Korrektur zusammen mit der stark gekrümmten Kennlinie der Bildröhre eine gute Halbtonwiedergabe erreicht wird. Die Konstanz von γ über einen großen Belichtungsbereich ist besonders bei der Filmübertragung von Bedeutung.

2.5 Signal/Rauschverhältnis

Das Rauschen einer Vidikonkamera wird hauptsächlich durch das Verstärkerrauschen bestimmt. Das Vidikon liefert, sofern man von dem sehr geringen Rauschanteil des Signalstromes und vom Untergrundrauschen (durch die etwas inhomogene Schicht hervorgerufen) absieht, keinen wesentlichen Rauschbeitrag. Das erzielbare Signal/Rauschverhältnis (S/N) wird also nur von der Signalhöhe, also von dem Produkt $\Delta U \cdot C$, abhängen. Hohes ΔU und C ergeben eine Verbesserung

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

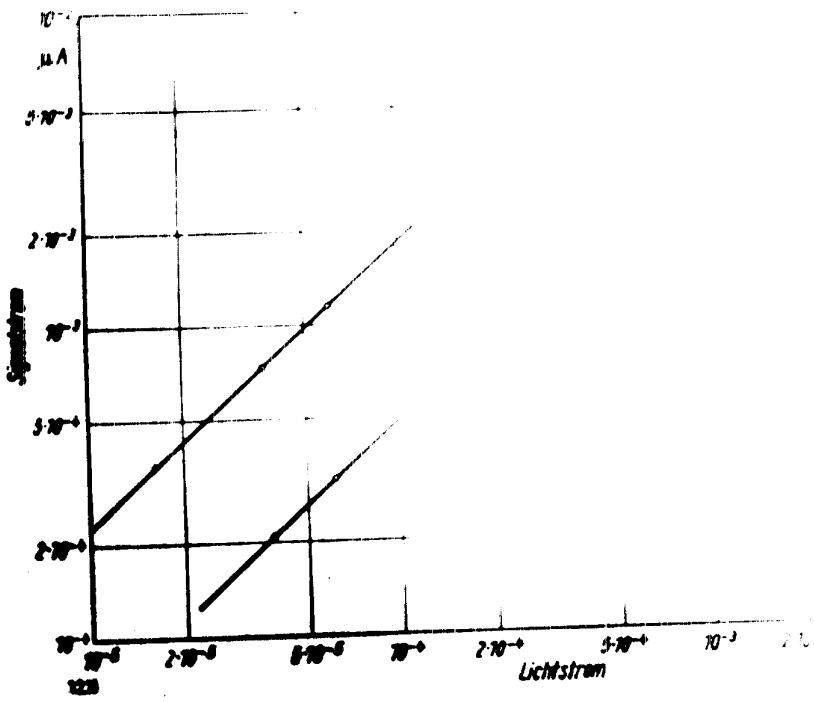


Bild 16. Übertragungskennlinie für verschiedene Vorspannungen bei einem von uns gebauten Vidikon

Alle wesentlichen Betriebseigenschaften sind also über C, ΔU bzw. U_F und f_b miteinander verknüpft. Von diesen Größen ist jedoch C in einer fertigen Röhre nicht mehr veränderbar. Die Kapazität muß deshalb als erste Größe festgelegt werden. Für Vidikonröhren mit Sb_2S_3-Schichten wird C durch die spektrale Verteilung gegeben. Werden dagegen Selenschichten eingebaut, so sind zweckmäßigerweise möglichst dicke Schichten (10 bis 20 μ) zu verwenden. Durch die dann sehr kleinen Schichtkapazitäten können Trägheitseffekte vermieden werden. Um trotzdem eine ausreichende Signalhöhe zu erreichen, muß die Belichtung entsprechend vergrößert werden.

Die Strahlstromstärke ist so einzustellen, daß noch keine Trägheitseffekte auftreten. Unnötig hohe Strahlströme sind zu vermeiden, da sie nur die Auflösung verschlechtern und möglicherweise das Rauschen erhöhen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

8. Zur Elektronenoptik des Vidikons

Die Anforderungen, die an die Strahlführung in einer Vidikonröhre gestellt werden müssen, sind die gleichen wie beim Image Orthicon. Es muß nämlich erreicht werden, daß der Elektronenstrahl senkrecht auf der Schichtoberfläche landet und daß die Abtastelektronen keine radialen Geschwindigkeitskomponenten besitzen.

Das senkrechte Auftreffen ist notwendig, da die Größe der Sekundäremission von der Einfallsrichtung der Primärelektronen abhängig ist, und zwar wächst die Ausbeute, je flacher die Primärelektronen einfallen. Bei verschiedenen Einfallswinkeln stellt sich auf der Schichtoberfläche ein örtlich verschiedenes Grundpotential ein, das sich als Störsignal im Bild bemerkbar macht. Außerdem wird der Abtaststrahl durch zu hohe Sekundäremission schlecht ausgenutzt und die Trägheit nimmt zu. Bei zu schrägem Einfall des Abtaststrahles kann der Ausbeutefaktor sogar den Wert 1 überschreiten und das Oberflächenpotential schlägt um.

Die radialen Geschwindigkeitskomponenten der Abtastelektronen rufen einmal die gleichen Effekte hervor, zum andern vermindern sie die Schärfe des Abtaststrahles.

Eine über die Röhre geschobene zylindrische Spule (s. Bild 1) erzeugt ein homogenes magnetisches Längsfeld, das den Elektronenstrahl fokussiert und parallel zur Röhrenachse führt. Die Strahlelektronen verlassen das Strahlsystem annähernd parallel zum magnetischen Längsfeld mit einer Energie von etwa 300 eV und werden dann um die magnetischen Feldlinien auf Spiralbahnen mit verschiedenen Radien geführt. Der Radius einer Spiralbahn hängt von der Größe der radialen Geschwindigkeitskomponente ab, die ein Elektron beim Eintritt in das Magnetfeld besitzt. Da jedoch die Umlaufzeiten auf den Spiralbahnen für die Elektronen mit verschiedenen Radialgeschwindigkeiten in erster Näherung einander gleich sind, werden alle Elektronen, die von einem Ursprungsort herkommen, in einer bestimmten Entfernung vom Strahlsystem wieder in einem Punkt (Knotenpunkt) gesammelt. Der Abstand l_0 zwischen zwei aufeinander folgenden Knotenpunkten beträgt für kleine Radialgeschwindigkeiten

$$l_0 = 21 \frac{\sqrt{U\,[\mathrm{V}]}}{H\,[\mathrm{Oe}]}.$$

H Längsfeldstärke
U Beschleunigungsspannung der Elektronen.

Der Abbildungsfehler beträgt bei größeren Radialgeschwindigkeiten:

$$\Delta l = l_0 \frac{\alpha^2}{2}.$$

α Winkel zwischen der Richtung des Magnetfeldes und der Einfallsrichtung des Elektrons.

Die Abbildung durch ein axiales Magnetfeld wird also um so besser, je schlanker das Elektronenbündel ist.

Die radialen Geschwindigkeitskomponenten entstehen aber nicht nur durch die [illegible] des Elektronenstrahles, sondern auch, wenn der Strahl schräg zur Richtung des [illegible] einläuft. Da eine genügend genaue mechanische Justierung [illegible] der Röhre sehr schwierig ist, müssen kleine Justierfehler (zwei gekreuzte Sattelspulenpaare), die kurz vor dem [illegible] aufgeschoben sind, ausgeglichen werden. Die [illegible] schwachen Querfelder rufen einen solchen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[redacted]

[illegible] daß der Elektronenstrahl wieder in die Richtung parallel zum [illegible] gebracht wird.

Zwei weitere Sattelspulenpaare sind über dem Mittelteil der Röhre innerhalb der Konzentrierspule angeordnet. Sie besitzen eine örtlich verschiedene Windungsdichte, um ein über den Rohrdurchmesser hinweg homogenes Feld zu erzeugen. Durch diese Spulenpaare werden zwei senkrecht zueinander und senkrecht zur Strahlachse verlaufende Magnetfelder erzeugt, deren Feldstärke sich entsprechend ihren Erregerströmen mit Bild- bzw. Zeilenfrequenz sägezahnförmig ändert. Die magnetischen Zeilen- und Bildablenkfelder überlagern sich mit dem Längsfeld so, daß die ursprünglichen Feldlinien zur Röhrenwandung hin verbogen werden. Solange die Ablenkfelder im Verhältnis zum Axialfeld nicht zu groß sind, folgen die Strahlelektronen dem zeitlich veränderlichen Feldverlauf. Der Winkel, den die abgebogenen Feldlinien mit der Röhrenachse bilden, kann aus der Gleichung

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{H_A}{H_L}$$

bestimmt werden. Bei einer [redacted] feld H_L eine Stärke von etwa [redacted] Oe [redacted] zwischen der Anode und der [redacted] felder H_A soll maximal [redacted] betragen, damit der [redacted] 20 · 20 mm abtasten kann.

Diese magnetische Ablenkmethode führt bei richtiger Dimensionierung der Ablenkspulen und bei guter Justierung der Röhre innerhalb des Längsfeldes zu geometrisch guten Bildern. Die Bildschärfe bleibt auch an den Rändern des Bildes brauchbar.[1])

Das Strahlsystem besteht aus der indirekt geheizten Katode, dem Wehnelt-zylinder und der Anode. Durch einen geeigneten Aufbau dieses Strahlsystems soll erreicht werden, daß die Strahlelektronen möglichst nur von einem kleinen Teil der Katode herstammen, damit die Strahlelektronen [illegible] der Anodenblende fast keine radiale Geschwindigkeitskomponente [illegible] ist am besten zu erreichen, wenn der Abstand zwischen Katode und Wehnelt möglichst klein ist und der Wehneltzylinder nur [illegible]. Die Anodenblende muß sehr dicht vor dem Wehneltzylinder [illegible]. Anodenblende folgt dann die den Strahlquerschnitt [illegible] von 40 μ Dmr. Mit einem solchen Strahlsystem [illegible] fahrungen, die man beim Bau des Image Orthicon [illegible] grenzte Elektronenstrahlen erzeugt werden [18]. Allerdings [illegible] an die Katode bedeutend höher belastet. Aus diesem [illegible] Strahlsysteme benutzt, die noch keine optimale [illegible] 16).

[illegible] vor der Schicht angeordnete Netz hat zwei Aufgaben: [illegible] mogenes Bremsfeld für die Abtastelektronen [illegible] Ionenflecks auf der Schicht. Hervorgerufen [illegible] kungen der von der Schicht [illegible]. Im Gegensatz [illegible], ein besonderer [illegible]

[1]) Randschärfe kann [illegible] wird [16].

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Netz in einem solchen Abstand vor der Schichtoberfläche anzubringen, daß es annähernd in einem Bauch des Elektronenstrahles liegt.[1]) Dadurch kann es beim Abtasten der Schicht die Auflösung nicht begrenzen. Gleichzeitig hat das Netz die Aufgabe, die Bildung eines Ionenflecks zu verhindern. Die zwischen Netz und Mosaik erzeugten positiven Ionen werden durch das homogene Feld gleichmäßig über das ganze Mosaik verteilt, und die zwischen Strahlsystem und Netz erzeugten Ionen befinden sich in einem feldfreien Raum und können nicht mehr bis zur Schicht hin gelangen.

In Bild 16, a und b, sind der Gesamtaufbau unserer Vidikonröhren (*a*) und das benutzte Strahlsystem (*b*) dargestellt.[2])

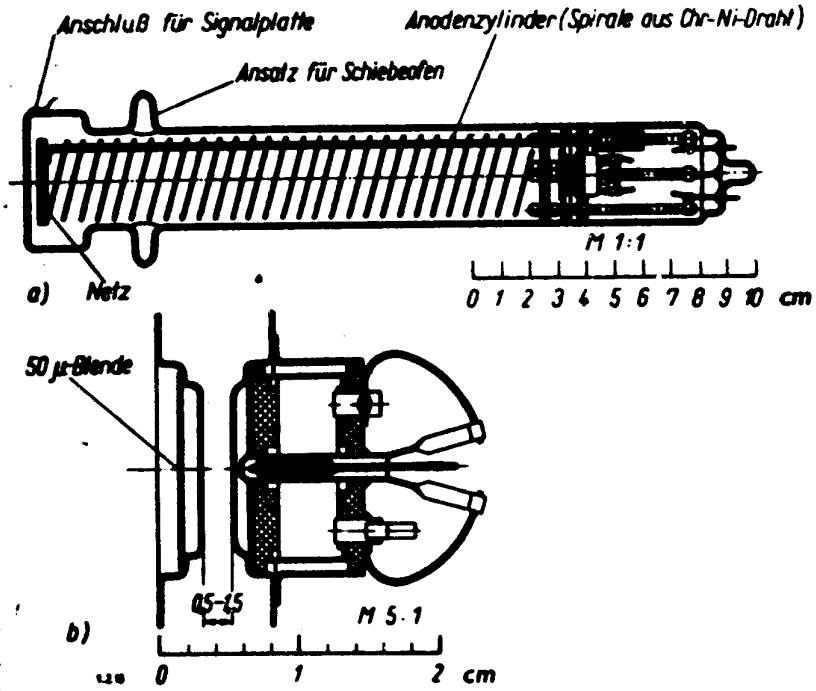


Bild 16. a) Gesamtaufbau des Vidikons; b) Aufbau des Strahlsystems

Herstellung der Signalplatte

Um Lichtverluste zu vermeiden, soll die Signalplatte möglichst durchsichtig sein. Dem steht die Forderung entgegen, daß der Flächenwiderstand etwa 1 kΩ betragen soll, damit kein störender Spannungsabfall längs der Signalplatte auf-

Versuchen von uns zunächst Versuche durchgeführt, um die Beständigkeit verschiedenen leicht verdampfbaren Metalle wie Gold, Silber und Aluminium gegenüber der Antimontrisulfidschicht zu ermitteln. Dabei zeigte es sich, daß lediglich Gold genügend widerstandsfähig ist. Wir konnten dünne Goldschichten der geforderten Leitfähigkeit mit mehr als 50 % Durchlässigkeit herstellen. Es war

[1]) In einer Versuchsröhre wurde das Netz verschiebbar angeordnet und so der günstigste Abstand von der Schichtoberfläche ermittelt.
[2]) Der Systemaufbau wurde sehr sorgfältig von Herrn Ing. *H. Thom* ausgeführt

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

jedoch notwendig, den Aufdampfprozeß der Signalplatte und der Antimontrisulfidschicht ohne eine dazwischenliegende Einwirkung von Sauerstoff durchzuführen. Das bedeutete, daß die Vidikonröhre mit je einem Aufdampfofen für Gold und Antimontrisulfid versehen werden mußte. Um diesen Nachteil zu vermeiden, und um außerdem bei gleicher Leitfähigkeit eine höhere Durchlässigkeit zu erzielen, wurde die Goldschicht durch eine dünne Zinndioxydschicht ersetzt.

Diese Halbleiterschichten sind mechanisch äußerst widerstandsfähig und werden weder durch Temperatureinwirkungen und Luftsauerstoff noch durch Säuren angegriffen. Die bei etwa 1000 Ω Flächenwiderstand erreichbaren Durchlässigkeiten liegen zwischen 70 und 90 %.

Die Herstellung der Zinndioxydschicht geschieht auf folgende Weise: Der gut gereinigte Glaskolben wird mit der Planscheibe nach unten auf eine elektrische Kochplatte gestellt, die bis auf etwa 300° erhitzt wird. Durch die schlechte Wärmeleitfähigkeit des Glases besitzt jedoch lediglich die Planscheibe und ein schmaler Rand des Kolbens die für die Schichtbildung notwendige Temperatur von 300°. Dadurch wird erreicht, daß sich an den Kolbenwänden kein störender Niederschlag ausbildet. In den Kolben wird dann von oben eine wäßrige salzsaure Lösung von Zinntetrachlorid mit einem Zerstäuber in Form eines feinen Nebels auf die erhitzte Planscheibe aufgeblasen. Die Dicke der hergestellten Schicht kann auf einfache Weise aus den Interferenzfarben (Reflexion) bestimmt werden. Die Leitfähigkeit der Schicht ist ausreichend, wenn zwei- bis dreimal das Interferenzspektrum durchlaufen wird.

Der Kolben kann anschließend in üblicher Weise mit Chromschwefelsäure gereinigt werden, ohne daß die Signalplatte ihre Eigenschaften verschlechtert.

5. Herstellung der Antimontrisulfidschichten

Vor dem Einbau des Strahlsystems wird der Kolben sorgfältig gereinigt. Mit dem Schiebeofen versehen, wird die Röhre anschließend auf Hochvakuum gepumpt und etwa 20 Stunden bei 350° ausgeheizt.

Das Antimontrisulfidpulver befindet sich in einem Quarzschiffchen. Dieses Schiffchen ist mit einer Wolframspirale umwickelt und an dem Schiebeofen befestigt. Der Schiebeofen wird hochfrequent geheizt, um Kontaktfehler zu vermeiden. Um ein Spratzen des Antimontrisulfids während des Aufdampfens zu verhindern, muß bei relativ kleinen Temperaturen (etwa 500° C) gearbeitet werden.

Die Aufdampfdauer beträgt etwa $^1/_2$ Stunde. In dieser Zeit erreicht die Schicht Dicken zwischen 200 und 300 mμ. Nach dem Aufdampfprozeß wird die Strahlkatode in üblicher Weise formiert. Anschließend wird die Röhre gegettert und von der Pumpe abgezogen.

Literatur

[1] *Knoll* u. *Schröder:* Elektronische Bild- und Zeichenübertragung mit Isolator- bzw. Halbleiterschichten. Phys. Z. 38 (1937) S. 330.

[2] *Sulow:* Speichernde Bildfänger mit halbleitendem Dielektrikum. Fernsehen u. Tonfilm (Jan. 1939) S. 1.

[3] *Theile:* Widerstandsgesteuerte Bildabtaströhren. Die Telefunkenröhre. 13 (1938) S. 90.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

25X1

...abtaster zur Strukturabbildung von Ober-
... Z. Phys. 113 (1939) S. 260.
...al reproduction of images by the photocon-
... 50 (1938) S. 374.
... The vidicon-photoconductive camera tube.
... 70. — RCA Rev. 12 (Sept. 1951) S. 306.
... processes in charge-controlled storage tubes.
... 702.
... 41 (1940) S. 236.
... An- und Abklingen der Fotoleitfähigkeit von
... 10 (1952) S. 374.
... (1946) S. 258.
... (1950) S. 185.
... ktrischen Eigenschaften von CdS-Einkristallen.

... Properties of some photoconductors, principally
... pt. 1951) S. 335.
... conductivity in amorphous selenium. RCA Rev. 12

... some television pickup tubes. Proc. IEE 97 III (1950)

... film pickup. J. SMPTE 62 (1954) S. 142.
... Elektronengeräte. Springer 1941 S. 28.

[18] *Jones, Johnson* u. *Moore:* Development and performance of television camera tubes. RCA Rev. 12 (Juni 1949) S. 191.

Diskussion

Heß:

Zunächst drei kurze Bemerkungen:

1. Es sind bereits Auflösungen von 550 Zeilen erreicht worden. Wir hoffen, daß wir weiter verbessern können. Ich nehme an (darauf wies Herr *Kunze* hin), daß das gezeigte Minimum in der Abhängigkeit der Trägheit von der Vorspannung eben aus Unzulänglichkeiten der heutigen Strahlsysteme resultiert.
2. Zu der vertretenen Meinung, daß das Vidikon das einzige Rohr ist, bei dem man durch Änderung der elektrischen Parameter die Empfindlichkeit des Rohres einstellen kann, möchte ich sagen, daß dies auch beim Rieselikonoskop oder beim Superikonoskop mit Differentialstabilisierung möglich ist. Es läßt sich ohne Schwierigkeiten durch einfaches Ändern der Potentiale die Vorbelichtung des Mosaiks durch Regelung des zusätzlichen Fotoelektronenstroms und Änderung der Segmentpotentiale um den Faktor 4 ohne Änderung der Empfindlichkeit elektrisch ermitteln.

... Maßnahmen, das Rauschen des Rohres noch weiter herabzusetzen. Es ... Verhältnis vom Signal zum Rauschen vielleicht ... daß wir auch in das Vidikon, ... Sekundäremissionsvorverstärker mit ... wesentlich höher im Verhältnis zum Ein- ... als es heute der Fall ist.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2. Hochfrequenztechnik

2.1 Berechnung der Feldbilder in Hohlrohrleitern

Dipl.-Ing. *F. Wiegmann*, Dresden

1. Allgemeine Vorbetrachtungen

Nach der Theorie der Funktionen zweier Veränderlicher gilt für eine Funktion

$$f(x, y) = \text{const}, \tag{1}$$

die eine Kurvenschar in der x, y-Ebene darstellt,

$$\frac{df(x, y)}{dx} = \frac{\partial f(x, y)}{\partial x} + \frac{\partial f(x, y)}{\partial y}\frac{dy}{dx} = 0,$$

oder nach Umstellung

$$\frac{dy}{dx} = -\frac{\dfrac{\partial f(x, y)}{\partial x}}{\dfrac{\partial f(x, y)}{\partial y}} = -\frac{f_x}{f_y}. \tag{2}$$

Identifiziert man die Kurvenschar nach Gl. (1) mit den Potentiallinien, dann ist Gl. (2) die Differentialgleichung der Potentiallinien.

Die Feldstärkelinien sind die orthogonalen Trajektorien der Potentiallinien, und ihre Differentialgleichung ergibt sich aus Gl. (2) zu

$$\frac{dy}{dx} = \frac{\dfrac{\partial f(x, y)}{\partial y}}{\dfrac{\partial f(x, y)}{\partial x}} = \frac{f_y}{f_x}. \tag{3}$$

Die partiellen Ableitungen f_x bzw. f_y stellen die Komponenten der Feldstärke in x- bzw. y-Richtung dar.

Die Integration der Gl. (3) liefert die den Verlauf der Feldlinien in der x, y-Ebene beschreibende Funktion.

Genügt ein Punkt (x_0, y_0) zwar unter einem bestimmten Parameter der Schargleichung, führt aber zu $\left[\frac{dy}{dx}\right]_{x_0, y_0} = 0$ oder $\left[\frac{dy}{dx}\right]_{x_0, y_0} = \infty$, dann liegen horizontale bzw. vertikale Tangenten vor. Ergibt $\left[\frac{dy}{dx}\right]_{x_0, y_0}$ aber einen unbestimmten Ausdruck, dann gewinnt man nach der Theorie der unbestimmten Formen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

$$\left[\frac{d y}{d x}\right]_{x_0, y_0} = \lim_{(x, y) \to (x_0, y_0)} \frac{d y}{d x} = -\lim_{(x, y) \to (x_0, y_0)} \frac{\frac{d}{d x} f_x}{\frac{d}{d x} f_y}$$

$$= -\lim_{(x, y) \to (x_0, y_0)} \frac{f_{xx} + f_{xy}\left[\frac{d y}{d x}\right]}{f_{yx} + f_{yy}\left[\frac{d y}{d x}\right]}$$

sofern das nicht wieder auf einen unbestimmten Ausdruck führt. [illegible] setzung $f_{yy} \neq 0$ die Grenzlage der Tangente im kritischen Punkt [illegible]

$$\left[\frac{d y}{d x}\right]_{x_0, y_0} = -\frac{f_{xy}}{f_{yy}} \pm \frac{1}{f_{yy}} \sqrt{f_{xy}^2 - f_{xx} f_{yy}}.$$

Daraus ergibt sich das Kriterium für

zwei reelle Tangenten $f_{xy}^2 - f_{xx} f_{yy} > 0$,

zwei zusammenfallende reelle Tangenten $f_{xy}^2 - f_{xx} f_{yy} = 0$,

keine reellen Tangenten $f_{xy}^2 - f_{xx} f_{yy} < 0$.

Ist $f_{yy} \neq 0$ nicht erfüllt, dann gibt für $f_{xx} \neq 0$ die Entwicklung nach $\left[\frac{d x}{d y}\right]_{x_0, y_0}$ eine Aussage über die Grenzlage der Tangente.

Genügt (x_0, y_0) zwar unter einem bestimmten Parameter der Schargleichung, hat aber keinen stetigen Anschluß an eine Scharkurve, dann liegt der Fall eines [illegible] vor.

Die gleichen Überlegungen gelten natürlich für die y, z- bzw. x, z-Ebene. Die Ergebnisse und Schlußfolgerungen sind dann entsprechend der jeweiligen Ebene [illegible].

Die Komponenten der Feldstärke in den Koordinatenrichtungen ergeben sich [illegible] der Maxwellschen Feldgleichungen für ein quellenfreies, [illegible] mit $\varkappa = 0$

$$\left.\begin{aligned} \operatorname{rot} \mathfrak{H} &= \varepsilon \frac{\partial \mathfrak{E}}{\partial t}, \\ \operatorname{rot} \mathfrak{E} &= -\mu \frac{\partial \mathfrak{H}}{\partial t}, \\ \operatorname{div} \mathfrak{E} = \operatorname{div} \mathfrak{H} &= 0, \qquad \varepsilon = \text{const}, \qquad \mu = \text{const}. \end{aligned}\right\} \tag{7}$$

Hieraus erhält

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \mathfrak{H} = -\varepsilon \mu \frac{\partial^2 \mathfrak{H}}{\partial t^2} = \operatorname{grad} \operatorname{div} \mathfrak{H} - \nabla^2 \mathfrak{H},$$

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \mathfrak{E} = -\varepsilon \mu \frac{\partial^2 \mathfrak{E}}{\partial t^2} = \operatorname{grad} \operatorname{div} \mathfrak{E} - \nabla^2 \mathfrak{E}$$

bzw.

$$\left.\begin{aligned} \nabla^2 \mathfrak{E} &= \varepsilon \mu \frac{\partial^2 \mathfrak{E}}{\partial t^2}, \\ \nabla^2 \mathfrak{H} &= \varepsilon \mu \frac{\partial^2 \mathfrak{H}}{\partial t^2}. \end{aligned}\right\} \tag{8}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Die Lösung L dieser beiden Differentialgleichungen zweiter Ordnung ist unter Vorgabe sinusförmiger Größen und Ausbreitung in z-Richtung gemäß $e^{\gamma z}$ sowie

$$k^2 = p^2 - q^2 = -(\omega^2 \varepsilon \mu - \gamma^2) \tag{9}$$

mit

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{L}_x &= (A_1 \cos p x \sin q y - A_2 \sin p x \sin q y - A_3 \sin p x \cos q y \\ &\quad - A_4 \cos p x \cos q y)\, e^{\gamma z}, \\ \mathfrak{L}_y &= (B_1 \cos p x \sin q y - B_2 \sin p x \sin q y + B_3 \sin p x \cos q y \\ &\quad - B_4 \cos p x \cos q y)\, e^{\gamma z}, \\ \mathfrak{L}_z &= (C_1 \cos p x \sin q y - C_2 \sin p x \sin q y + C_3 \sin p x \cos q y \\ &\quad - C_4 \cos p x \cos q y)\, e^{\gamma z}. \end{aligned}\right\} \tag{10}$$

Die Bestimmung der Konstanten erfolgt mittels der Randbedingungen. Für eine Berandung aus unbegrenzt leitfähigem Material gilt

$$\left.\begin{aligned} H_{\text{Wand}} &= \infty, \\ \mathfrak{E}_\parallel = \mathfrak{H}_\perp &= 0. \end{aligned}\right\} \tag{11}$$

Daraus folgt:

Außerdem gilt:
$$\operatorname{div} \mathfrak{E} = \operatorname{div} \mathfrak{H} = 0 \tag{12}$$

und:
$$\varphi = \oint \mathfrak{E}\, d\mathfrak{s} = \text{const} \qquad \text{bzw.} \quad \varphi = \oint \mathfrak{H}\, d\mathfrak{s} = \text{const}. \tag{13}$$

Gln. (11), (12) und (13) stellen die Randbedingungen dar.

2. Hohlrohrleiter mit quadratischem oder rechteckigem Querschnitt

Gegeben ist ein rechteckiger Zylinder mit den Seiten a und b.

2.1 Ermittlung der Feldkomponenten:

2.11 *$E_{m,n}$-Wellen*

2.111 *elektrische Feldstärke* $\mathfrak{E}$

$$\mathfrak{E}_x \quad \mathfrak{L}_x = 0 \quad \mathfrak{E} \text{ für } y = 0,\ y = b$$
$$\mathfrak{E}_y \quad \mathfrak{L}_y = 0 \quad \mathfrak{E} \text{ für } x = 0,\ x = a.$$

Daraus folgt, daß in (10) gelten muß

$$p a = m \pi,$$
$$q b = n \pi$$

bzw.

$$\left.\begin{aligned} p &= \frac{m \pi}{a}, \\ q &= \frac{n \pi}{b} \end{aligned}\right\} \tag{14}$$

und ebenso $\qquad A_3 = A_4 = 0, \qquad B_1 = B_4 = 0.$

Wegen $\operatorname{div} \mathfrak{E} = 0$ wird auch

$$A_2 = B_2 = 0,$$
$$C_1 = C_3 = C_4 = 0$$

und
$$A_1 \cdot q B_3 = C_2 = 0.$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] wird

$$\left.\begin{aligned} k^2 &= \\ k^2 &= \\ \text{und} \quad A_1 &= \frac{m\pi}{k^2 a} C_2 , \\ B_3 &= \frac{n\pi}{k^2 b} C_2 . \end{aligned}\right\} \tag{15}$$

Definiert man $C_2 \quad C_0$ = Anregungsamplitude, so wird

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{E}_x &= C_0 \frac{\gamma\, m\pi}{k^2 a} \cos\frac{m\pi}{a} x \sin\frac{n\pi}{b} y\, e^{\gamma z} , \\ \mathfrak{E}_y &= C_0 \frac{\gamma\, n\pi}{k^2 b} \sin\frac{m\pi}{a} x \cos\frac{n\pi}{b} y\, e^{\gamma z} , \\ \mathfrak{E}_z &= C_0 \qquad \sin\frac{m\pi}{a} x \sin\frac{n\pi}{b} y\, e^{\gamma z} . \end{aligned}\right\} \tag{16}$$

2.112 *magnetische Feldstärke* $\mathfrak{H}$

$$\mathfrak{H}_x = \mathfrak{L}_x = 0 \quad \mathfrak{H}_1 \quad \text{für} \quad x = 0 , \frac{a}{m} ,$$

$$\mathfrak{H}_y = \mathfrak{L}_y = 0 \quad \mathfrak{H}_1 \quad \text{für} \quad y = 0 , \frac{b}{n} ,$$

$$\mathfrak{H}_z = \mathfrak{L}_z = 0 \qquad \text{nach Voraussetzung.}$$

Daher wird

$$A_1 = A_4 = 0 , \qquad B_3 = B_4 = 0 ,$$
$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 0 .$$

Aus div $\mathfrak{H} = 0$ folgt

$$A_2 = 0 ,$$
$$B_2 = 0 ,$$
$$p A_3 + q B_1 = 0 .$$

Beachtet man $\mathfrak{H}_z = 0$, dann ist

$$\text{rot}\ \mathfrak{H}_x = -\frac{\partial \mathfrak{H}_y}{\partial z} = \varepsilon \frac{\partial \mathfrak{E}_x}{\partial t} = j\omega\varepsilon\, \mathfrak{E}_x ,$$

$$\text{rot}\ \mathfrak{H}_y = \frac{\partial \mathfrak{H}_x}{\partial z} = \varepsilon \frac{\partial \mathfrak{E}_y}{\partial t} = j\omega\varepsilon\, \mathfrak{E}_y .$$

Damit wird

$$\left.\begin{aligned} A_3 &= j\omega\varepsilon \frac{n\pi}{k^2 b} C_0 , \\ B_1 &= -j\omega\varepsilon \frac{m\pi}{k^2 a} C_0 \end{aligned}\right\} \tag{17}$$

und

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{H}_x &= j\omega\varepsilon \frac{n\pi}{k^2 b} C_0 \sin\frac{m\pi}{a} x \cos\frac{n\pi}{b} y\, e^{\gamma z} , \\ \mathfrak{H}_y &= -j\omega\varepsilon \frac{m\pi}{k^2 a} C_0 \cos\frac{m\pi}{a} x \sin\frac{n\pi}{b} y\, e^{\gamma z} , \\ \mathfrak{H}_z &= 0 . \end{aligned}\right\} \tag{18}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2.12 $H_{m,n}$-Wellen

2.121 *magnetische Feldstärke* $\mathfrak{H}$

$$\mathfrak{H}_x \equiv \mathfrak{L}_x \equiv 0 \equiv \mathfrak{H}_\perp \quad \text{für} \quad x = 0 \quad \text{und} \quad x = a,$$
$$\mathfrak{H}_y \equiv \mathfrak{L}_y \equiv 0 \equiv \mathfrak{H}_\perp \quad \text{für} \quad y = 0 \quad \text{und} \quad y = b.$$

Daraus ergibt sich

$$\left.\begin{aligned} A_1 &= A_4 \equiv 0, \\ B_2 &= B_4 \equiv 0, \\ p &= \frac{m\pi}{a}, \\ q &= \frac{n\pi}{b}. \end{aligned}\right\} \tag{19}$$

unter Berücksichtigung von

$$\varphi = \oint \mathfrak{H}_x\, dx = \oint \mathfrak{H}_y\, dy, \quad \text{d. h.}$$

$$-\frac{1}{p}(A_2 \sin qy + A_3 \cos qy)\cos px = -\frac{1}{q}(B_1 \cos px + B_2 \sin px)\cos qy. \tag{19a}$$

Für $\varphi = 0$ muß $px = qy = \frac{\pi}{2}$ sein, also

$$x = \frac{a}{2m},$$
$$y = \frac{b}{2n}.$$
$$[\varphi]_{px=qy=\frac{\pi}{2}} = 0$$

führt auf

$$\left[\frac{\partial\varphi}{\partial x}\right]_{px=qy=\frac{\pi}{2}} = [\mathfrak{H}_x]_{px=qy=\frac{\pi}{2}} = \left[\frac{\partial\varphi}{\partial y}\right]_{px=qy=\frac{\pi}{2}} = [\mathfrak{H}_y]_{px=qy=\frac{\pi}{2}} = 0.$$

Daraus folgt

$$A_2 = 0, \qquad B_2 = 0.$$

Mit $\operatorname{div}\mathfrak{H} = 0$ wird schließlich

$$C_1 = C_2 = C_3 = 0,$$
$$pA_3 + qB_1 = \gamma C_4,$$

aus Gl. (19a) folgt

$$\frac{1}{p}A_3 = \frac{1}{q}B_1.$$

Definiert man schließlich $C_4 = C_0$, so wird

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{H}_x &= \frac{\gamma m\pi}{k^2 a} C_0 \sin\frac{m\pi}{a}x \cos\frac{n\pi}{b}y\, e^{\gamma z}, \\ \mathfrak{H}_y &= \frac{\gamma n\pi}{k^2 b} C_0 \cos\frac{m\pi}{a}x \sin\frac{n\pi}{b}y\, e^{\gamma z}, \\ \mathfrak{H}_z &= C_0 \cos\frac{m\pi}{a}x \cos\frac{n\pi}{b}y\, e^{\gamma z}. \end{aligned}\right\} \tag{20}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2.122 *elektrische Feldstärke* $\mathfrak{E}$

$\mathfrak{E}_x = \mathfrak{Y}_x = 0 \quad \mathfrak{E}_z$ für $y = 0$ und $y = b$,

$\mathfrak{E}_y = \mathfrak{Y}_y = 0 \quad \mathfrak{E}_z$ für $x = 0$ und $x = a$,

$\mathfrak{E}_z = \mathfrak{Y}_z = 0$ nach Voraussetzung.

Daraus folgt

$$A_3 = A_4 = B_1 = B_4 \equiv 0\,,$$

$$\left.\begin{aligned} p &= \frac{m\pi}{a}\,, \\ q &= \frac{n\pi}{b}\,. \end{aligned}\right\} \tag{21}$$

Beachtet man noch $\operatorname{div}\mathfrak{E} = 0$, dann ist

$$A_2 = B_2 \equiv 0\,,$$

$$p\,A_1 = -\,q\,B_2\,.$$

Drückt man die Konstanten A_1 und B_2 noch durch die Anregungsamplitude aus, dann ist (siehe § bei $E_{m,n}$-Wellen)

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{E}_x &= -\,j\omega\mu\,\frac{n\pi}{k^2 b}\,C_0 \cos\frac{m\pi}{a}\,x \sin\frac{n\pi}{b}\,y\,e^{\gamma z}\,, \\ \mathfrak{E}_y &= \quad j\omega\mu\,\frac{m\pi}{k^2 a}\,C_0 \sin\frac{m\pi}{a}\,x \cos\frac{n\pi}{b}\,y\,e^{\gamma z}\,, \\ \mathfrak{E}_z &\equiv 0\,. \end{aligned}\right\} \tag{22}$$

2.2 Ermittlung der Funktionen zur Darstellung der Felder und Diskussion der Ergebnisse

Der Rechnungsgang sei am Beispiel der $E_{m,n}$-Wellen, elektrische Feldstärke, y, x-Ebene, gezeigt. Für die anderen Typen und Ebenen wird am Schluß des Abschnittes eine Tabelle gegeben werden, die die zu lösenden Differentialgleichungen sowie ihre Lösungen enthält.

Die Schar der elektrischen Feldlinien in der x, y-Ebene ergibt sich aus der Integration der Gleichung

$$\frac{dy}{dx} = \frac{\mathfrak{E}_y}{\mathfrak{E}_x} = \frac{na}{mb}\operatorname{tg}\frac{m\pi}{a}\,x\operatorname{ctg}\frac{n\pi}{b}\,y \tag{23}$$

oder

$$\operatorname{tg}\frac{n\pi}{b}\,y\,dy = \frac{na}{mb}\operatorname{tg}\frac{m\pi}{a}\,x\,dx\,,$$

$$-\,\frac{b}{n\pi}\ln\cos\frac{n\pi}{b}\,y = -\,\frac{a}{m\pi}\,\frac{na}{mb}\ln\cos\frac{m\pi}{a}\,x - C_1\,,$$

$$\cos\frac{n\pi}{b}\,y = C\left[\cos\frac{m\pi}{a}\,x\right]^{\left(\frac{na}{mb}\right)^2}\,,$$

$$\frac{y}{b} = \frac{1}{n\pi}\arccos C\left[\cos\frac{m\pi}{a}\,x\right]^{\left(\frac{na}{mb}\right)^2}\,. \tag{24}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Diese Funktion ist periodisch. Es genügt für eine Aussage im Gebiet

$$0 \leqq \frac{x}{a} \leqq \frac{1}{m},$$

$$0 \leqq \frac{y}{b} \leqq \frac{1}{n}$$

das Intervall

$$0 \leqq \frac{x}{a} \leqq \frac{1}{2m},$$

$$0 \leqq C \leqq \infty$$

zu betrachten. Die übrigen Teile des zur Diskussion stehenden Gebietes erhält man durch Spiegelung an den Achsen

$$\frac{y}{a} = \frac{1}{2n}, \qquad \frac{x}{a} = \frac{1}{2m}.$$

Gesonderte Betrachtung ist nach den Erläuterungen des einführenden Abschnittes A. für die Stellen

(1)	$y \neq 0, \frac{b}{2n};\ x = 0$	$\frac{dy}{dx} = 0$	$C = \text{const}$
(2)	$y = \frac{b}{2n};\ x = 0$	$\frac{dy}{dx} = 0$	$C = 0$
(3)	$y = \frac{b}{2n};\ x \neq 0, \frac{a}{2m}$	$\frac{dy}{dx} = 0$	$C = 0$
(4)	$y = 0;\ x \neq 0, \frac{a}{2m}$	$\frac{dy}{dx} = \infty$	$C = \text{const}$
(5)	$y = 0, \frac{b}{n};\ x = \frac{a}{2m}$	$\frac{dy}{dx} = \infty$	$C = \infty$
(6)	$y \neq 0, \frac{b}{2n};\ x = \frac{a}{2m}$	$\frac{dy}{dx} = \infty$	$C = \infty$
(7)	$y = 0;\ x = 0$	$\frac{dy}{dx} = 0 \cdot \infty$	$C = \pm 1$
(8)	$y = \frac{b}{2n};\ x = \frac{a}{2m}$	$\frac{dy}{dx} = 0 \cdot \infty$	$C = \frac{0}{0}.$

Die Diskussion dieser Fälle mittels der Grenzbetrachtung für $\left[\frac{dy}{dx}\right]_{x_0, y_0}$ ergibt:

Fälle (1) bis (3): horizontale Tangenten,
Fälle (4) bis (6): vertikale Tangenten,
Fall (7): Einsiedler,
Fall (8): Punkt $y_0 = \frac{b}{2n}$, $x_0 = \frac{a}{2m}$ gehört der Schar nicht an.

Prinzipiell ist das Bild der x, y-Ebene, z. B. für die E_{11}-Welle, wie folgt angebbar. Besonders gekennzeichnet sind die speziell betrachteten Punkte.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Der Scharparameter C ist für die Festlegung ausgewählter Feldlinien aus den Randbedingungen zu bestimmen.

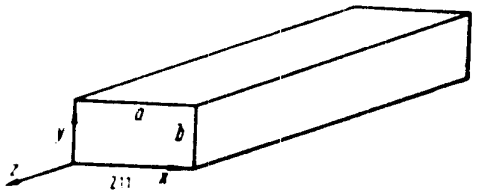


Bild 1

Die Randbedingungen lauten:

1. Feldlinien stehen senkrecht auf der Berandung.
2. Die Feldstärke ist am Rand sinusförmig verteilt,

oder

$$1.\ \mathfrak{E} \equiv \mathfrak{E}_x \quad \text{für} \quad y = 0,\ \frac{b}{n};\quad \mathfrak{E} \equiv \mathfrak{E}_y \quad \text{für} \quad x = 0,\ \frac{a}{m},$$

$$2.\ [|\mathfrak{E}|]_{y=0,\frac{b}{n}} \sim \sin \frac{m\pi}{a} x;\quad [|\mathfrak{E}|]_{x=0,\frac{a}{m}} \sim \sin \frac{n\pi}{b} y.$$

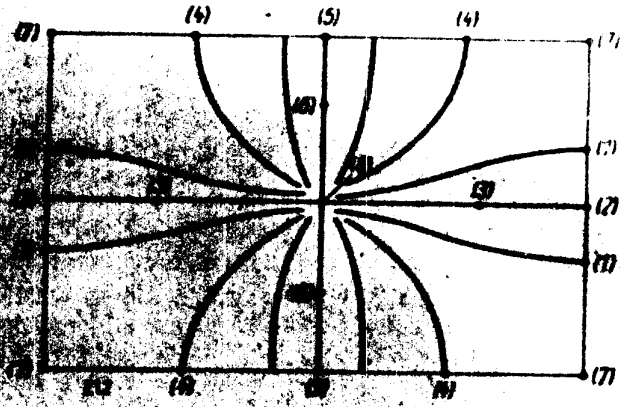


Bild 2

Für die Ermittlung der ausgewählten Feldstärkelinien ist es zweckmäßig, auf den Zusammenhang

$$\mathfrak{G} = \varkappa \mathfrak{E}$$

zurückzugreifen. Die ausgewählten $\mathfrak{G}$-Linien sind dann das maßstabgerechte Bild der $\mathfrak{E}$-Linien. Es liegt folgender Gedankengang zugrunde:

Die Stromdichtefunktion ist abgesehen von einem Proportionalitätsfaktor, der lediglich eine Maßstabänderung bewirkt,

$$f(x) = \sin \frac{m\pi}{a} x \quad \text{bzw.} \quad f(y) = \sin \frac{n\pi}{b} y.$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Ist die eingeschlossene Fläche

$$F = \int f(x)\,dx \quad \text{bzw.} \quad F = \int f(y)\,dy \tag{26}$$

und n die gewünschte Zahl der Feldlinien, dann entfällt auf jede Linie ein Flächenstreifen

$$F' = \frac{F}{n}.$$

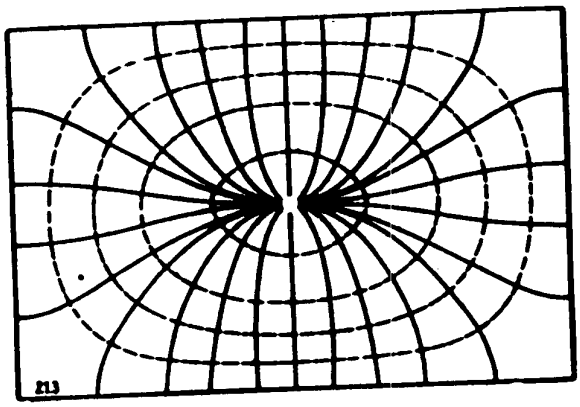


Bild 3

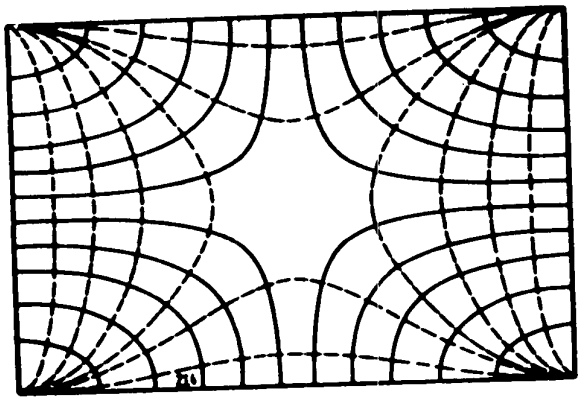


Bild 4

Die Schwerpunktskoordinaten geben dann den Ursprung der ausgewählten Feldlinien auf der Berandung an. Diese sind zu ermitteln, indem man aus

$$\int_{x_{n-1}}^{x_n} f(x)\,dx = \frac{F}{n} \quad \text{bzw.} \quad \int_{y_{n-1}}^{y_n} f(y)\,dy = \frac{F}{n}$$

unter Vorgabe $x_0 = 0$ die Werte $x_1 \ldots x_n$ ermittelt.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Unter Gleichsetzung der entsprechenden Gleichungen läßt sich C berechnen. Gl. (24) liefert mit diesen Werten C dann ausgewählte Feldlinien (Bild 3 u. 4). Die Feldbilder der Hohlrohrleiter mit quadratischem Querschnitt erhält man durch Einführung von $a = b$ in die Gleichungen für den Hohlrohrleiter mit rechteckigem Querschnitt (Bild 5 u. 6).

3. Hohlrohrleiter mit kreisförmigem Querschnitt

3.1 Feldkomponenten

Der Rechnungsgang verläuft analog zu dem für die Hohlrohrleiter mit rechteckigem Querschnitt. Die Ergebnisse sind die folgenden Gleichungen.

3.11 *$E_{m,n}$-Wellen*

3.111 *elektrische Feldstärke* $\mathfrak{E}$

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{E}_r &= \frac{\gamma}{k} A J'm(k r) \cos m \varphi \, e^{\gamma z}, \\ \mathfrak{E}_\varphi &= -\frac{m}{k}\frac{\gamma}{k} A \frac{J m(k r)}{r} \sin m \varphi \, e^{\gamma z}, \\ \mathfrak{E}_z &= A J m(k r) \cos m \varphi \, e^{\gamma z}. \end{aligned}\right\} \qquad (28)$$

3.112 *magnetische Feldstärke* $\mathfrak{H}$

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{H}_r &= -j\frac{m}{k}\frac{\varepsilon\omega}{k} A \frac{J m(k r)}{r} \sin m \varphi \, e^{\gamma z}, \\ \mathfrak{H}_\varphi &= -j\frac{\varepsilon\omega}{k} A J'm(k r) \cos m \varphi \, e^{\gamma z}, \\ \mathfrak{H}_z &= 0. \end{aligned}\right\} \qquad (29)$$

3.12 *$H_{m,n}$-Wellen*

3.121 *magnetische Feldstärke* $\mathfrak{H}$

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{H}_r &= \frac{\gamma}{k} B J'm(k r) \cos m \varphi \, e^{\gamma z}, \\ \mathfrak{H}_\varphi &= -\frac{m}{k}\frac{\gamma}{k} B \frac{J m(k r)}{r} \sin m \varphi \, e^{\gamma z}, \\ \mathfrak{H}_z &= B J m(k r) \cos m \varphi \, e^{\gamma z}. \end{aligned}\right\} \qquad (30)$$

3.122 *elektrische Feldstärke* $\mathfrak{E}$

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{E}_r &= j\frac{m}{k}\frac{\mu\omega}{k} B \quad \frac{J m(k r)}{r} \sin m \varphi \, e^{\gamma z}, \\ \mathfrak{E}_\varphi &= j\frac{\mu\omega}{k} B \quad J'm(k r) \cos m \varphi \, e^{\gamma z}, \\ \mathfrak{E}_z &= 0. \end{aligned}\right\} \qquad (31)$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Ebene / Modus	xy-Ebene	yz-Ebene	xz-Ebene
$E_{m,n}$-Welle E-Feld	$\frac{dy}{dx} = \frac{na}{mb} \operatorname{tg} \frac{m\pi}{a} x \operatorname{ctg} \frac{n\pi}{b} y$ $\frac{y}{b} = \frac{1}{n\pi} \arccos C \left[\cos \frac{m\pi}{a} x \right]^{\left(\frac{na}{mb}\right)^2}$	$\frac{dy}{dz} = \frac{\beta m\pi}{k^2 b} \operatorname{ctg} \frac{n\pi}{b} y \operatorname{tg}(\omega t - \beta z)$ $\frac{y}{b} = \frac{1}{n\pi} \arccos \frac{C}{(\cos z)^{1+\left(\frac{mb}{na}\right)^2}}$	$\frac{dx}{dz} = \frac{\beta m\pi}{k^2 a} \operatorname{ctg} \frac{m\pi}{a} x \operatorname{tg}(\omega t - \beta z)$ $\frac{x}{a} = \frac{1}{m\pi} \arccos \frac{C}{(\cos z)^{1+\left(\frac{na}{mb}\right)^2}}$
$E_{m,n}$-Welle H-Feld	$\frac{dy}{dx} = -\frac{mb}{na} \operatorname{ctg} \frac{m\pi}{a} x \operatorname{tg} \frac{n\pi}{b} y$ $\frac{y}{b} = \frac{1}{n\pi} \arcsin \frac{C}{\sin \frac{m\pi}{a} x}$	$\frac{dy}{dz} = \text{const} \cdot \frac{\sin \frac{n\pi}{b} y \sin(\omega t - \beta z)}{0}$ $z = \arccos C$	$\frac{dx}{dz} = \text{const} \cdot \frac{\sin \frac{m\pi}{a} x \sin(\omega t - \beta z)}{0}$ $z = \arccos C$
$H_{m,n}$-Welle H-Feld	$\frac{dy}{dx} = \frac{na}{mb} \operatorname{ctg} \frac{m\pi}{a} x \operatorname{tg} \frac{n\pi}{b} y$ $\frac{y}{b} = \frac{1}{n\pi} \arcsin C \left[\sin \frac{m\pi}{a} x \right]^{\left(\frac{na}{mb}\right)^2}$	$\frac{dy}{dz} = -\frac{\beta n\pi}{k^2 b} \operatorname{tg} \frac{n\pi}{b} y \operatorname{tg}(\omega t - \beta z)$ $\frac{y}{b} = \frac{1}{n\pi} \arcsin \frac{C}{(\cos z)^{1+\left(\frac{mb}{na}\right)^2}}$	$\frac{dx}{dz} = \frac{\beta m\pi}{k^2 a} \operatorname{tg} \frac{m\pi}{a} x \operatorname{tg}(\omega t - \beta z)$ $\frac{x}{a} = \frac{1}{m\pi} \arcsin \frac{C}{(\cos z)^{1+\left(\frac{na}{mb}\right)^2}}$
$H_{0,n}$-Welle H-Feld	$\frac{dy}{dx} = \text{const} \cdot \frac{\sin \frac{n\pi}{b} y \sin(\omega t - \beta z)}{0}$ $x = C$	$\frac{dy}{dz} = -\frac{\beta n\pi}{k^2 b} \operatorname{tg} \frac{n\pi}{b} y \operatorname{tg}(\omega t - \beta z)$ $\frac{y}{b} = \frac{1}{n\pi} \arcsin \frac{C}{\cos z}$	$\frac{dx}{dz} = \text{const} \cdot \frac{0}{\cos \frac{n\pi}{b} y \cos(\omega t - \beta z)}$ $x = C$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Ebene / Modus	xy-Ebene	yz-Ebene	zx-Ebene
$H_{m,0}$-Welle H-Feld	$\frac{dy}{dx} = \text{const}\ \frac{0}{\sin\frac{m\pi}{a}x\sin(\omega t-\beta z)}$	$\frac{dy}{dz} = \text{const}\ \frac{0}{\cos\frac{m\pi}{a}x\cos(\omega t-\beta z)}$	$\frac{dx}{dz} = -\frac{\beta m\pi}{k^2 a}\operatorname{tg}\frac{m\pi}{a}x\operatorname{tg}(\omega t-\beta z)$
	$y = C$	$y = C$	$\frac{x}{a} = \frac{1}{m\pi}\arcsin\frac{C}{\cos z}$
$H_{m,n}$-Welle E-Feld	$\frac{dy}{dx} = -\frac{mb}{na}\operatorname{tg}\frac{m\pi}{a}x\operatorname{ctg}\frac{n\pi}{b}y$	$\frac{dy}{dz} = \text{const}\ \frac{\cos\frac{m\pi}{a}x\sin(\omega t-\beta z)}{0}$	$\frac{dx}{dz} = \text{const}\ \frac{\cos\frac{m\pi}{a}x\sin(\omega t-\beta z)}{0}$
	$\frac{y}{b} = \frac{1}{n\pi}\arccos\frac{C}{\cos\frac{m\pi}{a}x}$	$\frac{y}{b} = \frac{1}{n\pi}\arccos\frac{C}{\cos z}$	$\frac{x}{a} = \frac{1}{m\pi}\arccos\frac{C}{\cos z}$
$H_{0,n}$-Welle E-Feld	$\frac{dy}{dx} = \text{const}\ \frac{0}{\sin\frac{n\pi}{b}y\sin(\omega t-\beta z)}$	$\frac{dy}{dz} = \frac{0}{0}$	$\frac{dx}{dz} = \text{const}\ \frac{\sin\frac{n\pi}{b}y\sin(\omega t-\beta z)}{0}$
	$\frac{y}{b} = \frac{1}{n\pi}\arccos C$		$z = \arccos C$
$H_{m,0}$-Welle E-Feld	$\frac{dy}{dx} = \text{const}\ \frac{\sin\frac{m\pi}{a}x\sin(\omega t-\beta z)}{0}$	$\frac{dy}{dz} = \text{const}\ \frac{\sin\frac{m\pi}{a}x\sin(\omega t-\beta z)}{0}$	$\frac{dx}{dz} = \frac{0}{0}$
	$\frac{x}{a} = \frac{1}{m\pi}\arccos C$	$z = \arccos C$	

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

3.2 Ermittlung der Funktionen zur Darstellung des Feldes und Diskussion der Ergebnisse

Wie man aus den Feldkomponenten ersieht, führt die Berechnung des Feldverlaufs im Falle der elektrischen Feldstärke bei den $E_{m,n}$-Wellen sowie im Falle der magnetischen Feldstärke bei den $H_{m,n}$-Wellen auf Integrale der Form

$$I = \int \frac{1}{x^2} \frac{Jm(x)}{J'm(x)} dx . \tag{32}$$

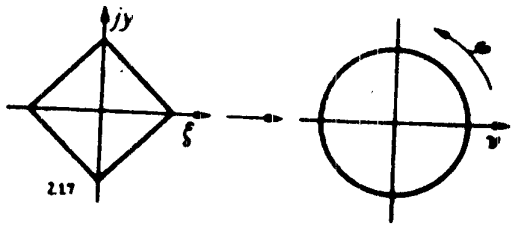


Bild 7

Diese sind nicht geschlossen lösbar. Die konforme Abbildung der Querschnittsebene des quadratischen Hohlrohrleiters auf den Einheitskreis ermöglicht die Darstellung des Feldbildes in der r,φ-Ebene des kreisförmigen Hohlrohrleiters mit Hilfe tabellierter Funktionen. Dabei muß die Abbildung so erfolgen, daß die Pole des Feldverlaufes fest bleiben.

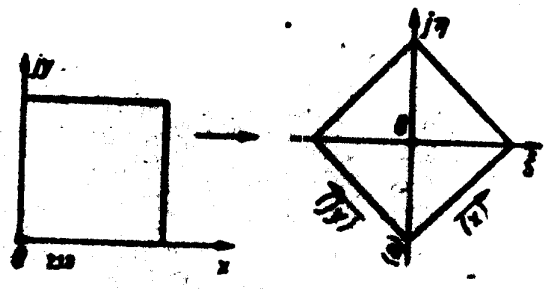


Bild 8

Die Abbildungsfunktion für ein in der Ebene $\zeta = \xi + j\eta$ gelegenes Quadrat mit der Seitenlänge

$$F = \sqrt{2} \int_0^1 \frac{d\zeta}{\sqrt{1-\zeta^4}} \tag{33}$$

ist

$$w = f(\zeta) = sn(\zeta, k) ,$$

$$w = u + jv = re^{j\varphi} . \tag{34}$$

Der Mittelpunkt und die Eckpunkte bleiben dabei fest, d. h.

$$\zeta = 0 \to w = 0 , \qquad \zeta = \pm 1 \to w = \pm 1 , \qquad \zeta = \pm j \to w = \pm j .$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Zur Berechnung der Seitenlänge des Quadrates ist das elliptische Integral nach Gl. (33) auszuwerten. Das geschieht durch Rückführung auf die Normalform der elliptischen Integrale 1. Gattung

$$F(\varphi, k) = \int_0^{\varphi} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \varphi}} . \tag{35}$$

Für ein elliptisches Integral der in Gl. (33) aufgetretenen Form gilt

$$\int_{x=f(\varphi)}^{1} \frac{dt}{\sqrt{1 - t^4}} = m\, F(\varphi, k) \tag{36}$$

mit

$$\left.\begin{aligned} m &= \frac{1}{\sqrt{2}} , \\ k &= \frac{1}{\sqrt{2}} , \\ x &= \cos\varphi . \end{aligned}\right\} \tag{37}$$

Damit wird

$$\int_0^1 \frac{dt}{\sqrt{1 - t^4}} = \int_{x=\cos\frac{\pi}{2}}^{x=\sin\frac{\pi}{2}} \frac{dt}{\sqrt{1 - t^4}} = \frac{1}{\sqrt{2}} F\left(\frac{\pi}{2}, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) = K . \tag{38}$$

$F\left(\frac{\pi}{2}, k\right)$ ist das vollständige elliptische Normalintegral 1. Gattung mit dem Modul $k = \frac{1}{\sqrt{2}}$.

Die Seitenlänge des Quadrates ist also

$$F = \sqrt{2} \int_0^1 \frac{d\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^4}} = F\left(\frac{\pi}{2}, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) \approx 1{,}85407 . \tag{39}$$

Der Modul des elliptischen Integrals in Gl. (33) ist gleich der imaginären Einheit j. Dasselbe gilt auch für die Abbildungsfunktion Gl. (34), d. h.

$$w = sn(\zeta, j) . \tag{40}$$

Die elliptische Funktion ist mittels elliptischer Funktionen mit reellem Modul ausdrückbar und damit berechenbar, wenn man auf eine gegebene Funktion

$$f(\zeta^*) = sn(\zeta^*, k) \tag{41}$$

$$0 \leqq k \leqq 1$$

eine lineare Transformation ausübt.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Es ergibt sich dann eine Funktion, deren Argument ζ und Modul c von den entsprechenden Größen der gegebenen Funktion abhängen und zu bestimmen sind.

$$\left.\begin{aligned} sn(\zeta, c) &= sn\left(k'\zeta^*, j\frac{k}{k'}\right), \\ sn(\zeta, c) &= k'\frac{sn(\zeta^*, k)}{du(\zeta^*, k)}. \end{aligned}\right\} \tag{42}$$

Wählt man

$$k' = k = \frac{1}{\sqrt{2}}, \tag{43}$$

so daß

$$k'^2 + k^2 = 1$$

erfüllt sind, dann erhält man

$$\left.\begin{aligned} sn(\zeta, k) &= sn(k'\zeta^*, j), \\ sn(\zeta, k) &= sn\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\zeta^*, j\right). \end{aligned}\right\} \tag{44}$$

Der Vergleich mit der Abbildungsfunktion Gl. (40) liefert

$$\zeta^* = \sqrt{2}\,\zeta, \tag{45}$$

und es gilt mit Gl. (44)

$$w = sn(\zeta, j) = k'\frac{sn(\zeta\sqrt{2}, k)}{du(\zeta\sqrt{2}, k)} \tag{46}$$

oder nach Umformung

$$\left.\begin{aligned} w &= -cn(\zeta\sqrt{2} + F, k), \\ w &= -cn\left(\zeta\sqrt{2} + F, \frac{1}{\sqrt{2}}\right). \end{aligned}\right\} \tag{47}$$

Das in der $x + jy$-Ebene gegebene Quadrat, das das Feldbild des Querschnittes des quadratischen Hohlrohrleiters enthält, liegt im 1. Quadranten. Es muß in die für die Abbildung erforderliche Lage transformiert werden.

$$\zeta = \xi + j\eta = \left[\left(x - \frac{a}{2}\right) + j\left(y - \frac{a}{2}\right)\right] e^{j\frac{\pi}{4}},$$

$$\zeta = \frac{x-y}{\sqrt{2}} + j\left(\frac{x+y}{\sqrt{2}} - \frac{a}{\sqrt{2}}\right). \tag{48}$$

Nach Gl. (39) ist zu setzen

$$a = F\left(\frac{\pi}{2}, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) = 1{,}85407\,.$$

Nunmehr ist nach Gl. (43)

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}\left[(x-y) + j\,(x+y-F)\right]. \tag{49}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Abbildungsfunktion nach Gl. (47) lautet also

$$w = -c\,s\,[(x-y+F)+j\,(x+y-F)] = re^{j\varphi}. \tag{50}$$

Berücksichtigung von $k = k' = \frac{1}{\sqrt{2}}$ erhält man nach einigem Umformen

$$r = \frac{\sqrt{[1+c\,s^2(x+y)\,c\,s^2(x-y)]^2 - [c\,s^2(x+y) - c\,s^2(x-y)]^2}}{[1+c\,s^2(x-y)]\,[1-c\,s^2(x+y)] + 2\,c\,s^2(x+y)\,c\,s^2(x-y)}, \tag{51}$$

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} -2\sqrt{\frac{c\,s^2(x+y)}{1-c\,s^4(x+y)}\,\frac{c\,s^2(x-y)}{1-c\,s^4(x-y)}}. \tag{52}$$

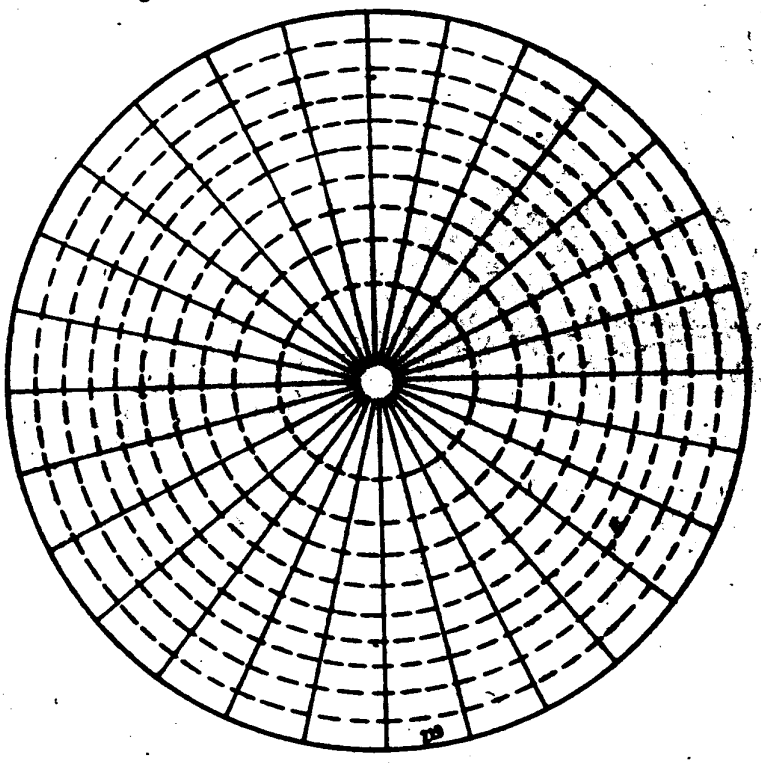


Bild 9

Gln. (51) und (52) ist das Feldbild unter Einsetzen der Ergebnisse beim rechteckigen Hohlrohrleiter darstellbar (Bild 9 u. 10).
der restlichen Differentialgleichungen ergibt die erforderlichen zur Darstellung der Feldbilder für das magnetische Feld bei den $E_{m,n}$-für das elektrische Feld bei den $H_{m,n}$-Wellen. Der Rechnungsgang wie bei den Hohlrohrleitern mit rechteckigem Querschnitt. Das sei der $H_{m,n}$-Wellen gezeigt. Eine Zusammenstellung der Dgln. und ihrer wird am Schluß in einer Tabelle gegeben.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Die Schar der Feldlinien in der r,φ-Ebene für das elektrische Feld ergibt sich aus der Integration der Gleichung

$$\frac{dr}{r\,d\varphi} = \frac{m}{k\,r}\,\frac{Jm(k\,r)}{J'm(k\,r)}\,\mathrm{tg}\,m\,\varphi\,. \tag{53}$$

Mit

$$\left.\begin{aligned} k\,r &= x \\ m\,\varphi &= y \end{aligned}\right\} \tag{54}$$

und

ist

$$\frac{dx}{dy} = \frac{Jm(x)}{J'm(x)}\,\mathrm{tg}\,y\,. \tag{55}$$

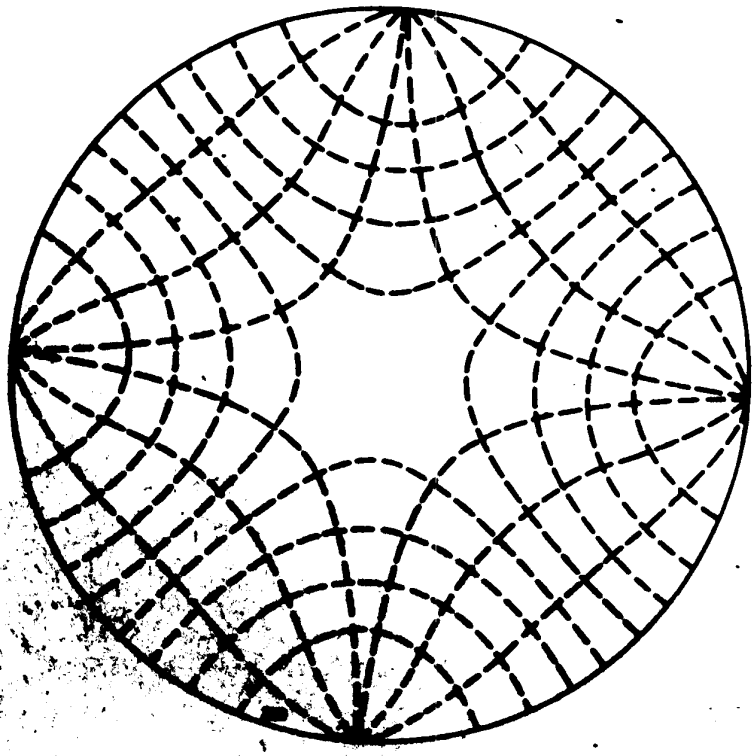


Bild 10

Damit ist

$$\ln Jm(x) = -\ln\cos y + C_1\,,$$

$$Jm(x) = \frac{C}{\cos y}$$

oder

$$y = \arccos\frac{C}{Jm(x)}$$

bzw. mit Gl. (54)

$$\varphi = \frac{1}{m}\arccos\frac{C}{Jm(k\,r)} = f(r)\,.$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Welle / Mode	$r\varphi$-Ebene	rz-Ebene	φz-Ebene
$E_{m,n}$-Welle E-Feld	$\frac{dr}{d\varphi} = -\frac{k r^2}{m}\frac{J'm(kr)}{Jm(kr)}\operatorname{ctg} m\varphi$	$\frac{dr}{dz} = \frac{\beta}{k}\frac{J'm(kr)}{Jm(kr)}\operatorname{tg}(\omega t-\beta z)$	$\varphi = \frac{1}{m}\arcsin\frac{C}{\left(\frac{m}{kr}\right)^2(\cos z)}$
	konforme Abb.	konforme Abb.	
$E_{m,n}$-Welle H-Feld	$\frac{dr}{d\varphi} = \frac{m}{k}\frac{Jm(kr)}{J'm(kr)}\operatorname{tg} m\varphi$	$\frac{dr}{dz} = \text{const}\,\frac{\frac{Jm(kr)}{r}\sin(\omega t-\beta z)}{0}$	$\frac{d\varphi}{dz} = \text{const}\,\frac{\cos m\varphi\sin(\omega t-\beta z)}{0}$
	$\varphi = \frac{1}{m}\arccos\frac{C}{Jm(kr)}$	$z = \arccos C$	$z = \arccos C$
$E_{0,n}$-Welle H-Feld	$\frac{dr}{d\varphi} = \text{const}\,\frac{0}{J'm(kr)}$	$\frac{dr}{dz} = \frac{0}{0}$	$\frac{d\varphi}{dz} = \text{const}\,\frac{\sin(\omega t-\beta z)}{0}$
	$Jm(kr) = C$		$z = \arccos C$
$H_{m,n}$-Welle H-Feld	$\frac{dr}{d\varphi} = \frac{k r^2}{m}\frac{J'm(kr)}{Jm(kr)}\operatorname{ctg} m\varphi$	$\frac{dr}{dz} = \frac{\beta}{k}\frac{J'm(kr)}{Jm(kr)}\operatorname{tg}(\omega t-\beta z)$	$\frac{d\varphi}{dz} = -\frac{\beta m}{k^2 r^2}\operatorname{tg} m\varphi\operatorname{tg}(\omega t-\beta z)$
	konforme Abb.	konforme Abb.	$\varphi = \frac{1}{m}\arcsin\frac{C}{\left(\frac{m}{kr}\right)^2(\cos z)}$
$H_{m,n}$-Welle E-Feld	$\frac{dr}{d\varphi} = \frac{m}{k}\frac{Jm(kr)}{J'm(kr)}\operatorname{tg} m\varphi$	$\frac{dr}{dz} = \text{const}\,\frac{\frac{Jm(kr)}{r}\sin(\omega t-\beta z)}{0}$	$\frac{d\varphi}{dz} = \text{const}\,\frac{\cos m\varphi\sin(\omega t-\beta z)}{0}$
	$\varphi = \frac{1}{m}\arccos\frac{C}{Jm(kr)}$	$z = \arccos C$	$z = \arccos C$
$H_{0,n}$-Welle E-Feld	$\frac{dr}{d\varphi} = \text{const}\,\frac{0}{Jm(kr)}$	$\frac{dr}{dz} = \frac{0}{0}$	$\frac{d\varphi}{dz} = \text{const}\,\frac{\sin(\omega t-\beta z)}{0}$
	$Jm(kr) = C$		$z = \arccos C$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Diskussion

Prof. *Frühauf*:

Man kann fragen: Wie ist Herr *Wiegmann* dazu gekommen, eine solche Sache zu berechnen? Die Feldbilder an Hohlleitern sind an sich bekannt, sind gerechnet auf Grund der üblichen Formeln aus den Differentialgleichungen, die angeschrieben waren. Am Schluß bekommen Sie die Einzelkomponenten in den bekannten Formen. Jetzt zeichnen Sie das Feld auf. Sie sagen, wenn Sie das in der XY-Ebene aufzeichnen, dann nehmen Sie die X-Komponente und die Y-Komponente an einem bestimmten Punkt zusammen. Nun war es interessant, eine solche Sache [illegible] darzustellen, denn das sieht man selten. Man kann jetzt auf die Idee kommen und sagen: Ich habe ein Rechteckrohr, auf das ziehe ich eine Gummimembrane, zeichne Feldbilder auf, will in das runde Rohr übergehen und ziehe deshalb den Gummi lang, so daß die äußere Hülle rund wird. Wird dann die Feldlage verändert?

Wiegmann:

Die Gummimembrane muß an jedem Querschnitt gewissen Anforderungen genügen. Ich muß den Rand an irgendwelchen Punkten zum Kreis aufziehen. Die Membrane wird sich an den Stellen, wo gezogen wird, anders verhalten als an den Stellen, wo sie in Ruhe bleibt. Schon dadurch entstehen Fehler, und dann denken Sie an die Ecken. Die sind besonders schwierige Fälle. An ihnen muß der rechte Winkel zu einem gestreckten Winkel aufgebogen werden. Die Gummimembrane wird da sehr beansprucht. Theoretisch wäre es möglich, wenn man eine Gummimembrane herstellen könnte, die gleich bliebe, wo auch immer gezogen würde.

Prof. *Frühauf*:

Das alles ist recht interessant. Die ganze Rechnung ist etwas kompliziert und liegt nicht jedem. Es wäre schön, eine Anweisung zu haben, und es gibt auch Anweisungen, so daß jeder die Feldbilder berechnen kann. Schwierig ist, das für das runde Rohr oder beliebige andere Rohre zu machen. Man nehme eine Gummimembrane und ziehe sie am Rande vor, so daß sie die Umrandung hat, die man wünscht. Dann gibt es das richtige Feldbild, allerdings mit den Einschränkungen, die eben Gummimembranen bringen.

Dr. *Lange*, Leipzig:

Es wird bei der Berechnung nicht immer beachtet, daß alle Feldbilder im Hohlrohr einem Minimalprinzip gehorchen. Das Feld stellt sich so ein, daß die elektromagnetische Energie, die in dem Hohlraum vorhanden ist, ein Minimum ist. Diesen Gedanken hat *Fränz* 1940/1941 aufgebracht. Allerdings ist durch den Krieg die Arbeit unterbrochen und noch nicht wieder aufgenommen worden. Deshalb wollte ich Sie darauf aufmerksam machen. Sie hatte zum Teil recht elegante Ansätze.

Prof. *Frühauf*:

Die genannte Anweisung würde zunächst nur gewissermaßen eine der Integralanweisungen darstellen, und diese Integralanweisungen lassen noch viele Rückschlüsse zu, wie der tatsächliche Feldverlauf zu berechnen wäre. Aber vielleicht hat man doch Ansatzpunkte.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2.2 Über die Wirkungsweise der Anodenselbstmodulation

Dr.-Ing. *F.-H. Lange*, Leipzig

Im Herbst 1954 erschienen in der „Radiotechnik", einer sowjetischen Fachzeitschrift, drei ausführliche Arbeiten über ein von *Kruglow* 1943 angegebenes und 1949 in der gleichen Zeitschrift erstmalig veröffentlichtes Sender-Endstufen-Modulationsverfahren, das als *Anodenselbstmodulation* bezeichnet wird. Das nachfolgende Referat nimmt auf den Inhalt dieser Arbeiten Bezug und faßt die in den drei sowjetischen Arb en enthaltenen analytischen Untersuchungsergebnisse zu einer einheitlichen Erklärung der Wirkungsweise der Schaltung zusammen. Die Schaltung kann als *Paradoxon der Hochfrequenztechnik* bezeichnet werden, da sie die merkwürdige Eigenschaft besitzt, daß die maximale momentane HF-Amplitude im Anodenkreis auftritt, wenn bei stationärer NF-Aussteuerung die Modulationswechselspannung das Gitter der Endstufe maximal negativ vorspannt. Die Schaltung verhält sich also geradezu umgekehrt wie ein normaler gittermodulierter Sender. Die Erklärung der Wirkungsweise der Schaltung ist recht lehrreich. Es zeigt sich eine enge Verwandtschaft mit dem klassischen Anodenspannungs-Modulationsverfahren mit NF-Drossel von *Heising*, das heutzutage in der Praxis meist durch den Anodenspannungs-B-Modulator ersetzt wird. Es wird gezeigt, daß die Anodenselbstmodulation eine Reflexschaltung des Heising-Modulators mit konstantem Speisestrom darstellt.

Die Anodenspannungs-Selbstmodulation ist eine Abart der Anodenspannungsmodulation, die aus der Sendertechnik hinreichend bekannt ist, und beruht wie diese auf einer Anodenspannungsmodulation der HF-Amplitude ($i_{a_\sim}$) einer Senderendstufe bei überspanntem Betriebszustand.

Die Anodenselbstmodulation unterscheidet sich von der altbekannten Anodenspannungsmodulation dadurch, daß die zur Modulation notwendige Anodenwechselspannung nicht von außen von einer leistungsstarken Modulatorendstufe zugeführt, sondern von der Röhre selbst erzeugt wird. Die Modulatorröhre entfällt bei der Anodenselbstmodulation; die Leistung der Modulatorröhre muß von der Senderendstufe aufgebracht werden. Damit gehört die Schaltung im weiteren Sinne zu den bekannten Reflexschaltungen mit mehrfacher Ausnutzung einer Elektronenröhre. Die Reflexschaltungen werden erfahrungsgemäß immer wieder in der einen oder anderen Form vorgeschlagen, besonders in der Empfangstechnik, seltener in der Sendertechnik. Sie bewähren sich vom Standpunkt der Röhrenersparnis in Einzelfällen durchaus. Aber wegen der bei Reflexschaltungen in der Praxis auftretenden Schwierigkeiten der Serienfertigung von Geräten muß die Mehrausnutzung einer Röhre [illegible] Wort, in welcher Form sie auch vorgeschlagen wird, [illegible] werden.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Die Anodenselbstmodulation-Schaltung ist, soweit bisher bekannt, in der deutschen und in der angelsächsischen Fachliteratur noch nicht erwähnt worden, und es sind darüber erst recht noch keine gründlichen Untersuchungen veröffentlicht worden. Die Schaltung soll nach den vorliegenden Angaben 1943 von *Krugloc*, UdSSR, erstmalig vorgeschlagen und in einer uns zur Zeit noch nicht zugänglichen Veröffentlichung des Jahres 1949 in der „Radiotechnik" ausführlich beschrieben worden sein [4]. Das Verfahren gelangte erstmalig im Herbst 1954 uns zur Kenntnis, da in der Radiotechnik (1954, Heft 4) über die Anodenselbstmodulation drei umfangreiche Arbeiten erschienen sind [1], [2] und [3]. Da die vorangegangene Veröffentlichung uns nicht bekannt ist, kann man sich an Hand des vorliegenden Textes noch kein klares Bild von allen Eigenschaften und dem Wert dieses neuen Modulationsverfahrens machen. Der nachstehende Aufsatz stellt einen Versuch einer kritischen Stellungnahme dar. Die Schaltung selbst ist außerordentlich interessant und weicht in ihrem Verhalten und ihrer Wirkungsweise erheblich von der normalen Anodenspannungsmodulation ab. Sie ist nämlich nicht nur eine Reflexschaltung mit Doppelausnutzung einer Röhre, sondern auch eine Art Regelschaltung mit einer Rückwärtsregelung, bei der bekanntlich prinzipiell immer ein gewisser Restfehler vorhanden sein muß, um die Regelung einzuleiten und aufrechtzuerhalten. Je steiler bei einer Rückwärtsregelung die Regelsteilheit, desto kleiner kann der Restfehler gemacht werden. Der maximal erreichbare Modulationsgrad ist daher bei der Anodenselbstmodulation begrenzt.

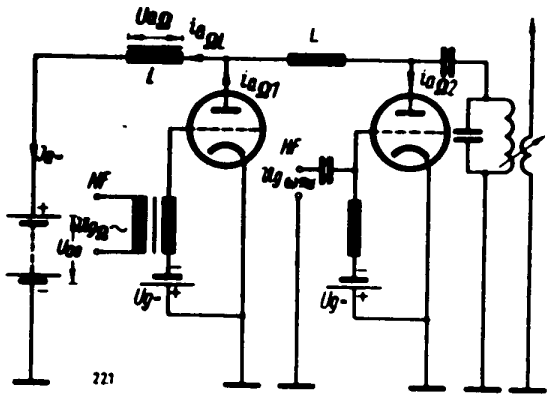


Bild 1. Prinzipschaltung der Anodenmodulation nach Heising

Verfahrensprinzip

Die Anodenselbstmodulation hat große Ähnlichkeit mit dem ursprünglich von *Heising* angegebenen Anodenspannungsmodulationsverfahren, das bekanntlich nicht mit einem Modulationstransformator oder einer Vorröhre in Serienschaltung — wie jetzt meist üblich — arbeitete, sondern mit einer parallel zur Endstufe und von ihm nur HF-mäßig getrennten Modulationsröhre mit Gleichstromspeisung über eine NF-Drossel (Bild 1) zur Erzeugung der Anodenwechselspannung den Modulationsvorgang erreichte.

Der Grundgedanke, der bei der Anodenspannungs-Selbstmodulation benutzt wird, ist folgender:

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Die Schaltungsart wird [illegible] wie bei der Gittermodulation mit einer Hochfrequenz-Steuerwechselspannung u_g und mit einer Modulationsspannung $u_{g\Omega}$ ausgesteuert. Die Steuerung ruft im Anodenkreis niederfrequente Schwankungen $i_{a\Omega}$ des Anodengleichstromes I_{a_0} und eine niederfrequente Modulation der hochfrequenten Grundwelle des Anodenstromes i_{a_ω} hervor.

Während bei der Anodenspannungsmodulation statt der gitterseitigen Steuerung über einen Modulationstrafo oder eine andere Ankopplung [illegible]

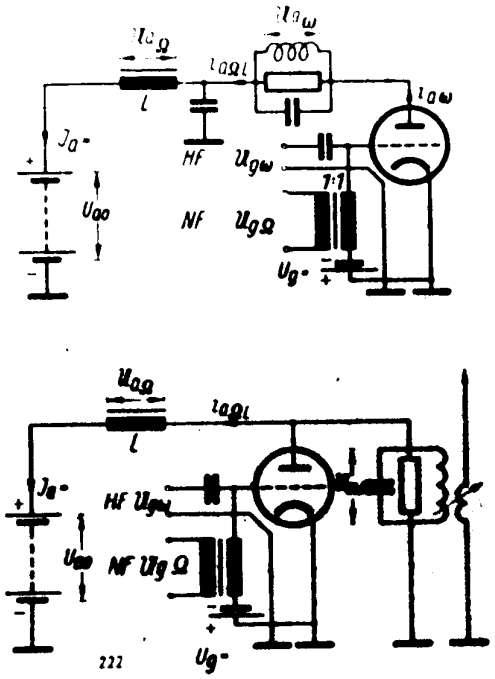


Bild 2. Prinzipschaltung der Anodenselbstmodulation

niederfrequente Modulationswechselspannung auf den Anodenkreis übertra[illegible] **wird, fällt diese Fremdsteuerung bei der Anodenselbstmodulation weg,** und es w[illegible] **der Anodengleichstromkreis mit einer großen Niederfrequenzdrossel** L **in** Serie [illegible] **Anodengleichspannungsquelle belastet. Diese unterdrückt die niederfrequent[illegible] Schwankungen des Anodengleichstromes weitgehend. Statt dessen** entsteh[illegible] **der NF-Drossel** L **niederfrequente Anodenwechselspannungen als Reaktion d[illegible] NF-Drossel nach dem Grundgesetz der Elektrotechnik:**

$$u_a = -L\frac{di_a}{dt}. \qquad (1$$

Arbeitet der Tankkreis und die Senderendstufe zusammen im überspannte[illegible] Zustand, so wird — wie bei der normalen Anodenspannungsmodulation [illegible] die gewünschte Modulation der HF-Amplitude i_{a_ω} erreicht. Bild 2 zeigt die Prinzipschaltung, in der die Röhre, der HF-Schwingungskreis (Tankkreis), die Niederfrequenzdrossel $L_{a\Omega}$ und die Gleichspannungsquelle in Serie geschaltet sind.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Für das Verständnis der Wirkungsweise der Schaltung ist es zweckmäßig, von dem Endergebnis der Wirkung der Drossel auszugehen und den Anodengleichstrom $I_{a_}$ als konstant anzusehen; dann hat man im Gegensatz zu der üblichen Senderendstufenberechnung die hochfrequente Stromaussteuerung nicht auf den Spitzenstrom I_{asp}, sondern auf den Anodengleichstrom $I_{a_}$ zu beziehen. Man rechnet also zweckmäßigerweise nicht mit dem Stromaussteuerungs-Koeffizienten

$$f(\Theta) = \frac{I_{a_\omega}}{I_{asp}}, \tag{2}$$

sondern mit dem Koeffizienten

$$j(\Theta) = \frac{I_{a_\omega}}{I_{a_}}. \tag{3}$$

Das ist bereits ein wesentlicher Unterschied.

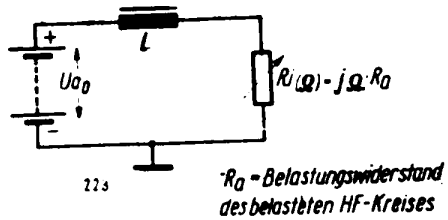


Bild 3. Ersatzschaltbild der Anodenselbstmodulation

Die Gleichstromersatzschaltung

Die physikalische Wirkungsweise der Schaltung erkennt man am besten durch folgende Rechnung [1] und Ersatzschaltung (Bild 3):

Aus der Definition für $j = \frac{I_{a_\omega}}{I_{a_}}$ ergibt sich durch Erweitern mit dem Belastungswiderstand R_a:

$$j = \frac{U_{a_\omega}}{R_a \cdot I_{a_}} < 2. \tag{4}$$

Die Spannungsaussteuerung bezeichnen wir im folgenden mit:

$$h = \frac{U_{a_\omega}}{U_{a_}} \approx 1. \tag{5}$$

Hierbei ist $U_{a_}$ die Gleichspannung, die am Tankkreis und der Endröhre liegt, also die Anodenspannung einer normalen Endstufenschaltung ohne Drossel.

Bemerkung: Die Batteriespannung der Anode wird im folgenden Text mit U_{a0} bezeichnet, ferner mit u_{a_ω}, i_{a_ω} die Momentanwerte und U_{a_ω}, I_{a_ω} die Amplituden. Es wird stets mit ω die hochfrequente und mit Ω die niederfrequente Kreisfrequenz bezeichnet.

Hieraus ergibt sich weiter für die Stromaussteuerung bei konstantem I_a :

$$j \quad \frac{h}{R_a} \cdot \frac{U_{a_}}{I_{a_}} \quad \frac{h}{R_a} \cdot R_i, \tag{6}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2

wobei $\frac{I_a}{I_a}$

den reinen Gleichstrominnenwiderstand der Senderendstufe [illegible] und Röhre, also praktisch der Röhre selbst, bedeutet.

Hält man nun mit Hilfe der NF-Drossel den Anodenruhestrom [illegible] so bedeutet die obige Beziehung, daß der Gleichstrominnenwiderstand [illegible] Generators wegen $h \approx 1$ ungefähr gleich dem Kehrwert [illegible] mit dem Stromaussteuerungsfaktor h:

$$R_i \approx \frac{1}{h}$$

Daraus ergibt sich die Forderung [illegible]

Die Schaltung läßt sich [illegible] Gleichstromwiderstandes R_i der Endstufe [illegible] die Stromaussteuerung

$$h = \frac{I_a}{I_{a0}} = \frac{1}{1 + m \cdot \sin \Omega t}$$

im Takte der Modulationsfrequenz:

$$R_i = R_{i0} \cdot (1 + m \cdot \sin \Omega t)$$

Für die Ersatzschaltung nach Bild 3 gilt die Differentialgleichung mit veränderlichem Koeffizienten:

$$L\frac{di}{dt} + R(t) \cdot i = \text{konst.}$$ Lösung siehe [illegible]

[illegible] Gleichstromkennlinienfeld

[illegible] bei denen die verwickelten Vorgänge bei Anodenselbstmodulation [illegible] verschiedene Wege. Wenn auch

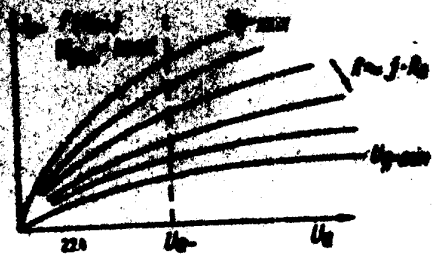


Bild 4. Dynamisches Gleichstromkennlinienfeld der mit HF ausgesteuerten Endstufe

die Betrachtungsweisen der Autoren [1], [2], [3] sich in vielen Punkten [illegible] schneiden, so ergänzen sie sich aber zusammen gut in der Deutung der Wirkungsweise der Anodenselbstmodulation.

So kann man z. B. die obige Ersatzschaltung sehr gut dazu verwenden, das Entstehen der Anodenwechselspannung durch die gitterseitige Stromaussteuerung zu erklären. Man wählt hierzu das Gleichstromkennlinienfeld der Senderendstufe im Schwingbetrieb (mit Aussteuerung durch u_{g_a}). Bild 4 zeigt ein derartiges dynamisches I_a-U_a-Kennlinienfeld, das jedoch nicht mit dem gleichartigen Kennlinienfeld

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

linienfeld des statischen Zustandes (ohne Aussteuerung) [illegible] werden darf. Als Parameter ist hier die negative Gittervorspannung $-U_{g_-}$ der Endstufe gewählt worden, die beim Modulationsvorgang im Takte der Frequenz Ω geändert wird. Dabei können die verschiedensten Betriebsarten des reinen C-Betriebes, des gemischten B-C-Betriebes, des B- und sogar des A-Betriebes bei konstanter Hochfrequenzaussteuerung übersehen werden. Der Kreiswiderstand R_a ist als konstant anzusehen. Die Anodenspannung U_a als Abszisse bestimmt je nach ihrer Größe, ob der Sender übersponnt oder unterspannt schwingt. Dies kann man aus dem Diagramm nicht erkennen, spielt aber bei den späteren Betrachtungen eine ausschlaggebende Rolle. Das dynamische Kennliniendiagramm hat vor allem den Vorzug, daß es klar die Abhängigkeit des Anodengleichstromes I_a von der gitterseitigen Niederfrequenzstromaussteuerung und von der anodenseitigen Spannungsaussteuerung zum Ausdruck bringt; denn von beiden Aussteuerungsarten, die gleichzeitig stattfinden, hängt bei der Anodenselbstmodulation der Anodengleichstrom I_{a_-} ab.

Beim Modulationsbetrieb bewegt sich der Arbeitspunkt I_a , U_{a_-} auf einer geschlossenen Ortskurve.

Das Zustandekommen der Modulationsortskurve kann man an Hand der Stromaussteuerungsverhältnisse erklären. Hierbei hilft uns, wie wir sehen werden, der Vergleich mit der Wirkungsweise der Heising-Modulation.

Die niederfrequente Stromaussteuerung

Bei der Erklärung der komplexen Stromaussteuerung in der Reflexschaltung hat man drei niederfrequente Stromkomponenten zu unterscheiden:

a) Die Änderung des Anodengleichstromes I_{a_-} durch die Gittermodulation u_{g_Ω}. Dies ergibt eine niederfrequente Anodenstromkomponente $i_{a_{\Omega_1}}$ mit dem Scheitelwert $I_{a_{\Omega_1}}$. Dabei kann sich sowohl der Stromflußwinkel Θ als auch der Anodenspitzenstrom I_{asp} im Takte der Modulationsfrequenz Ω ändern, wenn die NF-Gittervorspannung U_{g_-} geändert wird, z.B. durch Einschalten eines Modulationstrafos in den Gitterzweig. Dieser Fall wird hier vorwiegend betrachtet. Allerdings könnte man auch die Amplitude U_{a_ω} der hochfrequenten Steuerwechselspannung u_{g_ω} ändern, wobei die Gitterspannung U_{g_-} konstant gehalten wird. Dazu muß allerdings die hochfrequente Steuerwechselspannung u_{g_ω} bereits in der Vorstufe anmoduliert werden, so daß die HF-Endstufe keinen Modulator, sondern nur eine besondere Art von Hochfrequenzverstärker für die modulierte HF darstellt.

b) Die Änderung des Anodengleichstromes I_{a_-} durch die Anodenspannungsmodulation u_{a_Ω}. Dies ergibt eine zweite niederfrequente Komponente $i_{a_{\Omega_2}}$ mit dem Scheitelwert $I_{a_{\Omega_2}}$. Dabei ändert sich die Einsatzlage des Anodenstromimpulses im Takte der Modulationsfrequenz als Rückwirkung der Anodenspannungsmodulation.

c) Der Blindstrombedarf der Drossel, die zur Aufrechterhaltung der Anodenspannungsschwankungen notwendig ist:

[illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Die beiden Komponenten der Anodenstromschwankung a und b, also $i_{a\Omega_1}$ und $i_{a\Omega_2}$, kompensieren sich zum großen Teil, und es bleibt gerade nur so eine große Restkomponente übrig, wie für $u_{a\Omega}$ erforderlich ist. Je kleiner die Modulationsfrequenz Ω ist, desto stärker wächst die — vektorielle — Differenzkomponente

$$i_{a\Omega_L} = i_{a\Omega_1} \frown i_{a\Omega_2} \tag{11}$$

wegen

$$I_{a\Omega_L} = \frac{U_{a\Omega}}{\Omega L} \tag{12}$$

an.

Man beachte, daß sich die Stromverteilung so einstellt, daß im eingeschwungenen Zustand nach einigen Modulationszyklen der niederfrequente Drosselstrom $i_{a\Omega_L}$ um 90° gegen $u_{a\Omega}$ phasenverschoben ist. Die Drossel ist so zu bemessen, daß nach [1]

$$\Omega L > 1{,}5 \cdot R_{i\max} = 1{,}5 \cdot \frac{U_{a\max}}{I_{a_}} \tag{13}$$

ist; d.h. der induktive Drosselwiderstand soll bei der niedrigsten Modulationsfrequenz noch größer als der dynamische Gleichstromwiderstand $R_{i\max}$ der Endröhre bei Modulationsspitze sein.

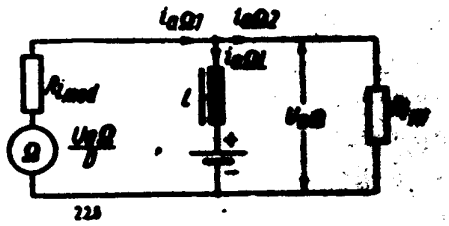


Bild 5. Ersatzschaltung des Heising-Modulators

Vergleich mit der Heising-Modulation

In der klassischen Anoden-Modulationsschaltung von *Heising*, die heutzutage vom Gegentakt-B-Modulator verdrängt ist, verlaufen diese beiden Wege lange getrennt [5]. In der Modulationsröhre wird nach Bild 1 der Anodengleichstrom $I_{a_}$ durch die Gitterwechselspannung $u_{g\Omega}$ ausgesteuert ($i_{a\Omega_1}$). Die Modulationsröhre wirkt nach Bild 5 als Spannungsquelle mit der EMK $\frac{u_{g\Omega}}{D}$ und mit einem Innenwiderstand $R_{i\,\mathrm{mod}}$ und erregt eine induktive Komponente $i_{a\Omega_L}$ in der Drossel, erzeugt dadurch die Anodenwechselspannung $u_{a\Omega}$ und deckt außerdem die als Verbraucher gegenphasige Wirkkomponente des Anodenstromes $i_{a\Omega_1}$ des HF-Verstärkers. In den Lehrbüchern der Sendetechnik werden die beiden niederfrequenten reellen Anodenstromschwankungen beider Röhren nach den Strompfeilen in Bild 5 oft allein betrachtet. Von der Gleichspannungsquelle aus gesehen, verlaufen sie gegenphasig und belasten die Gleichspannungsquelle nicht (sogenannter Betrieb mit konstantem Speisestrom) [5]. Dies gilt aber nicht genau, da

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

der induktive Drosselstrom im Parallelzweig L nach Ersatzschaltbild Bild 5 über die Gleichspannungsquelle abfließt. Im eingeschwungenen Zustand muß also der Modulationswechselstrom $i_{a_{\Omega_1}}$ gleich der vektoriellen Summe des Drosselstromes $i_{a_{\Omega_L}}$ und des Rückwirkungswechselstromes $i_{a_{\Omega_2}}$ der anodenspannungsmodulierten Endröhre sein.

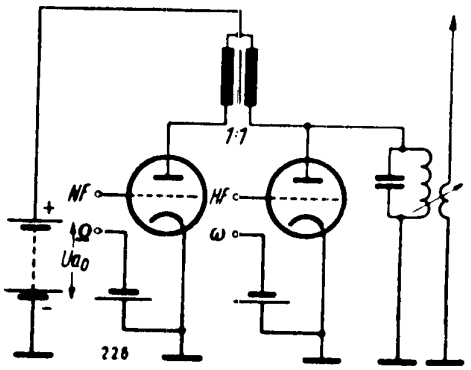


Bild 6. Darstellung der Heising-Drossel als Autotrafo

Das Verständnis der Wirkungsweise der Heising-Schaltung wird, wie auch in Bild 6 angegeben, unterstützt, wenn man die NF-Drossel als Autotransformator im Verhältnis 1 : 1 auffaßt, so daß die zur HF-Endstufe parallel arbeitende Modulatorröhre transformatorisch angekoppelt ist [5]. Die induktive Stromkomponente $i_{a_{\Omega_L}}$ entspricht der mit wachsender Modulationsfrequenz abnehmenden Leerlaufaufnahme des Transformators.

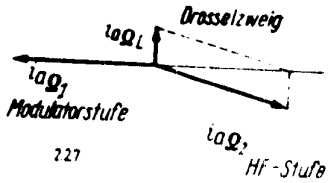


Bild 7. Vektorlage der niederfrequenten Stromkomponenten der Schaltung mit konstantem Speisestrom nach Bild 1 und 5

Diese Betrachtung ergibt eine plausible Erklärung auf die Frage, ob der Modulationsgrad der HF-Endstufe trotz des frequenzabhängigen Widerstandes $X_L = \Omega \cdot L$ unabhängig von Ω ist.

In welchen Grenzen dies gilt, ergibt sich unschwer: Solange der induktive Querstrom durch die Drossel klein bleibt, genauer gesagt, solange trotz der induktiven Verlustkomponente $i_{a_{\Omega_L}}$ die NF-Komponenten von Modulator und HF-Endstufe gleich groß bleiben, ist, da die Vektoren $I_{a_{\Omega_L}}$ und $I_{a_{\Omega_2}}$ aufeinander senkrecht stehen, selbst bei *gleicher* Größe der beiden Stromkomponenten $i_{a_{\Omega_2}}$ und $i_{a_{\Omega_L}}$ der Unterschied ihres Betrages nur $40 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}}\right)$ %. Vgl. Bild 7. Dieser Vergleich mit der

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Heising-Schaltung ist der Schlüssel für das Verständnis der etwas komplizierteren Vorgänge in der Reflexschaltung der Anodenselbstmodulation. Bei dieser Schaltung findet die Kompensation der beiden niederfrequenten Anodengleichstromschwankungen durch eine gitterseitige Stromaussteuerung und eine anodenseitige Spannungsaussteuerung im Endrohr selbst statt.

Beide NF-Komponenten des Anodengleichstromes verlaufen auch hier bei hinreichend großer Drossel genau gegenphasig und heben sich im Gleichspannungszweig auf. Mit wachsender negativer Gittervorspannung sinkt z. B. in einer Phase der Modulationsperiode der Anodengleichstrom; an der Anode steigt dann proportional mit der Änderungsgeschwindigkeit des Anodenstromes durch die Wirkung der Drossel L die Anodenspannung an, und es findet ein Übergang zu einem schwächer überspannten HF-Betrieb statt. Die Einsattelung im Anodenstromimpuls verschwindet. Dies bedeutet eine Zunahme des Anodenwechselstromes $i_{a\Omega}$ und des Anodengleichstromes $I_{a_}$, die seiner Abnahme durch die negative Gitteraussteuerung entgegenwirkt.

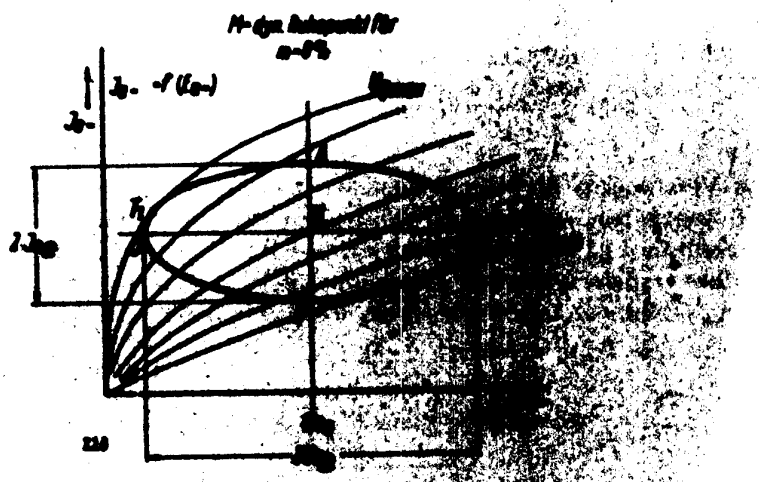


Bild 8. Konstruktion der Modulationsellipse

Konstruktion der Modulationsellipse

Im eingeschwungenen Zustand muß wegen der induktiven Belastung eine Phasenverschiebung von 90° zwischen $i_{a\Omega} = i_{a\Omega L} = i_{a\Omega_1} - i_{a\Omega_2}$ und $u_{a\Omega}$ zustande kommen. Man findet die Modulationsellipse, die der Arbeitspunkt I_{a_0}, U_a in Abhängigkeit von $u_{g\Omega}$ durchläuft, durch folgende Überlegung. Gegeben ist die Anodengleichspannung $U_{a_}$ und die erwünschten Anodenwechselspannungsschwankungen $\pm U_{a\Omega} = \Omega \cdot L \cdot I_{a\Omega}$; dabei ist mit $U_{a_}$ und $U_{a\Omega}$ zugleich die Modulationstiefe $m = \dfrac{U_{a\Omega}}{U_{a_0}} \cdot 100\,\%$ festgelegt. Die Anodenspeisespannung U_{a_0} der Batterie stimmt mit der momentanen Anodenspannung $u_{a(t)} = R_i \cdot I_{a_0}$ nur in denjenigen Punkten der Modulationsortskurve überein, für die $\dfrac{dI_{a_0}}{dt} = 0$ ist, also wenn die NF-Amplitude $i_{a\Omega}$ ihren Scheitelwert erreicht. Das sind in Bild 8 des dynamischen Ken

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

linienfeldes $I_{a_}$, U_a die Punkte A und B. Damit hat man die kleine Hauptachse der Modulationsellipse gefunden, ihr Durchmesser beträgt

$$AB = 2I_{a\Omega} = \frac{2}{\Omega L} \cdot U_{a\Omega}. \tag{14}$$

Die große Hauptachse ergibt sich aus der oben gemachten Voraussetzung, daß die max. Anodenspannungsschwankung $U_{a\Omega}$ nur durch den max. Spannungsabfall der Anodenstromschwankung an der Drossel entstehen kann:

$$U_{a\Omega} = \Omega L \cdot I_{a\Omega}. \tag{15}$$

Die Amplitude von $U_{a\Omega}$ beträgt bei vorgegebener Speisespannung U_{a_0} und Modulationstiefe m:

$$U_{a\Omega} = \frac{U_{a_0} \cdot m\%}{100}. \tag{16}$$

Dies ergibt die große Hauptachse der Modulationsellipse:

$$CD = 2\Omega L \cdot I_{a\Omega} = 2U_{a\Omega}. \tag{17}$$

Bei vorgegebener Modulationstiefe m wird die Modulationsellipse mit wachsender Modulationsfrequenz Ω oder Drosselinduktivität L immer flacher, da der kleine Ellipsendurchmesser, wie eben festgestellt,

$$2I_a = \frac{2U_{a2}}{\Omega L}$$

beträgt.

Aus dem Vergleich mit der Heising-Schaltung Bild 1 und 5 erkennt man, daß der niederfrequente Anodenwechselstrom $i_{a\Omega_L}$ mit der Stromaussteuerungsamplitude am Gitter $i_{a\Omega_1}$ und der niederfrequenten Rückwirkungsamplitude der Anode $i_{a\Omega_2}$ nicht in Phase ist. Die drei Komponenten sind bei der Heising-Schaltung noch in getrennten Stromkreisen vorhanden, bei der Anodenselbstmodulation tritt nach außen nur die vektorielle Differenzamplitude $i_{a\Omega_L}$ in Erscheinung!

Man kann nun die Modulationsellipse zur Untersuchung der Linearität des gesamten Modulationsvorganges benutzen, indem man aus den Schnittpunkten der Modulationsellipse mit den dynamischen Aussteuerungskennlinien $I_{a_} = f(E_a)_{U_{g_}} = \text{const}$ die zu den Arbeitspunkten der Modulationsellipse gehörigen Gitterspannungen ermittelt.

Die Phasenverhältnisse

Man erkennt ferner aus den beiden Kennlinien, die rechts und links die Modulationsellipse tangieren (Arbeitspunkt T), welche maximale Änderung der Gitterspannung NF-seitig vorgenommen werden muß ($U_{g\,\min}$ und $U_{g\,\max}$ in Bild 8). Je größer L und Ω ist, desto flacher ist, wie wir sahen, die Ellipse, und desto näher rücken die Tangentenpunkte T an die Hauptachsenpunkte C und D heran, die der max. und min. Anodenwechselspannung oder HF-Amplitude (Punkt C und D) entsprechen. Dies bedeutet, daß die Phasenverschiebung zwischen der Gitter-Modulationswechselspannung U_{g_Ω} und der Anodenwechselspannung u_{a_Ω} immer

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

kleiner wird, [illegible] und L_2 ist. Die Phasenverschiebung ist eine Folge des ungenügenden induktiven Widerstandes der Drossel oder der endlichen Größe des induktiven Blindstromes.

Für die Phasenverhältnisse der Anodenselbstmodulationsschaltung ist besonders charakteristisch, aber durchaus nicht auf den ersten Blick selbstverständlich, daß die Phase des niederfrequenten Anodenwechselstromes $i_{a_{\sim}}$ nicht mit der Gitterwechselspannung $u_{g_{\sim}}$ in Phase oder Gegenphase ist, sondern eine Phasenverschiebung von nahezu 90° aufweist. In der Modulationsellipse [illegible] diese Tatsache in der gegenseitigen Lage der Punkte 1 und I_2 [illegible], die bei flacher werdender Modulationsellipse [illegible] anderrücken (= ¼ Umlauf der Ellipse). Für diese [illegible] als Erklärung, wie oben erwähnt, der Hinweis [illegible] der Blindstrom der Drossel als Wechselkomponente [illegible] Aussteuerungskomponenten $i_{g_{\sim}}$ und $i_{a_{\sim}}$ [illegible] uns der Vergleich mit dem Heising-Modulator [illegible]

Eine weitere ebenso überraschende Eigenschaft [illegible] daß die Anodenwechselspannung $u_{a_{\sim}}$ und die HF-Ausgangsspannung [illegible] in Phase, aber zur Gitterwechselspannung $u_{g_{\sim}}$ [illegible] mit anderen Worten gesagt, daß die größte HF-Amplitude [illegible] Gitter am stärksten negativ vorgespannt ist. Vergleicht man [illegible] sowie D und T_2 der Modulationsellipse zueinander [illegible] lierten Sender ist dies bekanntlich gerade umgekehrt [illegible] Amplitude auf, wenn das Gitter am stärksten positiv vorgespannt ist. [illegible] Diese überraschende Tatsache und der physikalische Sachverhalt dieser Schaltungseigentümlichkeit erklärt sich zwanglos aus der hochfrequenten Stromaussteuerung bei konstantem Speisestrom im überspannten Betriebszustand. Hierauf muß noch näher eingegangen werden.

Das Stromaussteuerungsdiagramm

In Bild 9 ist aus [6] der Grundwellenanteil des Anodenstrom-Impulses im *nicht*überspannten Zustand für konstanten Anodenspitzenstrom $j = \frac{i_{a_{max}}}{I_{asp}}$ und für konstanten Anodengleichstrom $j = \frac{i_{a_\omega}}{I_{a_0}}$ wiedergegeben. Man erkennt hieraus, daß mit sinkendem Stromflußwinkel Θ, also bei wachsender negativer Gittervorspannung, der Grundwellenanteil i_{a_ω} gegen 0 geht, wenn I_{asp} konstant bleibt, während er den Wert 2 erreicht, wenn I_{a_-} konstant bleibt. Letzteres gilt, wie bekannt, nicht nur für die Grundwelle, sondern auch für alle Oberwellen. Man erkennt also schon hieraus, daß die Verhältnisse bei konstantem Anodengleichstrom umgekehrt als bei Betrieb mit normaler Gittermodulation liegen. Es entsteht sofort die Frage, wie es möglich ist, bei der Anodenselbstmodulation den Anodengleichstrom mit kleiner werdendem Stromflußwinkel konstant zu halten. Dies geschieht durch den überspannten Betriebszustand! Bei positiver Gittervorspannung [illegible] eine starke Einsattelung des Anodenstrom-Impulses vorhanden, die mit Übergang vom überspannten Zustand zum Grenzzustand (Modulationsspitze) mit stärker negativ werdender Gittervorspannung verschwindet. Dadurch nimmt d[illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Anodengleichstrom mit wachsender negativer Gittervorspannung ganz erheblich weniger als beim unterspannten Betriebszustand ab. Es muß nur eine kleine Restkomponente, d.h. eine kleine Abnahme des Anodengleichstromes, beim Übergang zur Modulationsspitze natürlich noch verbleiben, damit als Reaktion der Drossel die Anodenstromabnahme von einer in der Phase um 90° voreilenden Anodenspannungszunahme begleitet ist.

Da die quantitativen Verhältnisse durch das dynamische Kennliniendiagramm ungenügend zum Ausdruck gebracht werden — fehlt doch dort eine Angabe der

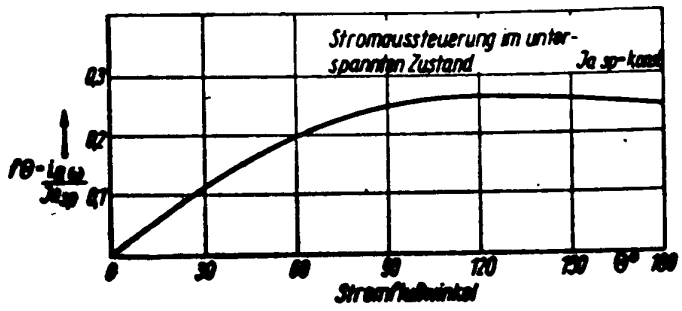


Bild 9a. $f(\Theta) = \frac{i_{a_\omega}}{i_{a_{sp}}}$ *für* $n = 1$ *(geradlinige dyn. Kennlinie)*

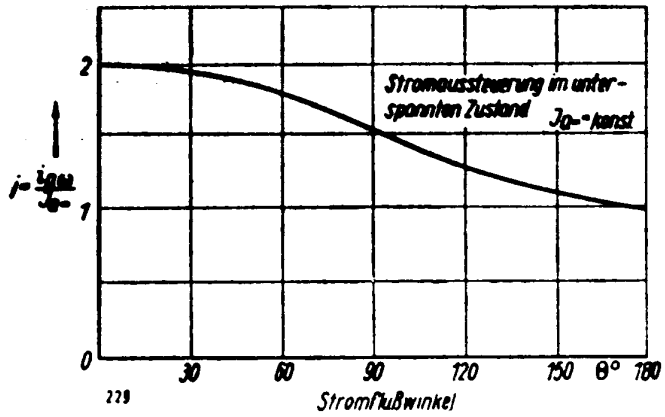


Bild 9b. $j = \frac{i_{a_\omega}}{I_{a_-}}$ *für* $n = 1$ *(geradlinige dyn. Kennlinie)*

HF-Nutzamplitude i_{a_ω} —, so wird in [3] ein anderes Stromaussteuerungsdiagramm benutzt, das als „Belastungskennlinienschar" bezeichnet wird. In diesem Diagramm wird die Größe der HF-Amplitude i_{a_ω}, auf konstanten Anodengleichstrom I_{a_-} bezogen, als Funktion des überspannten Betriebszustandes angegeben. Hierbei wird als Parameter der Kennlinienschar der Stromflußwinkel Θ benutzt. Als Maß für den überspannten Betriebszustand führt der Verfasser das Verhältnis $R_a\ R_{gr}$ ein, wobei R_a der konstante Resonanzwiderstand des belasteten

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Tankkreises ist, während R_{gr} der Grenzwiderstand des momentanen Arbeitspunktes ist. R_{gr} ist ein geeignetes Maß für die verschiedenen Betriebsparameter (Θ, U_a usw.). Das Verhältnis $R_a\ R_{gr}$ charakterisiert den betreffenden überspannten

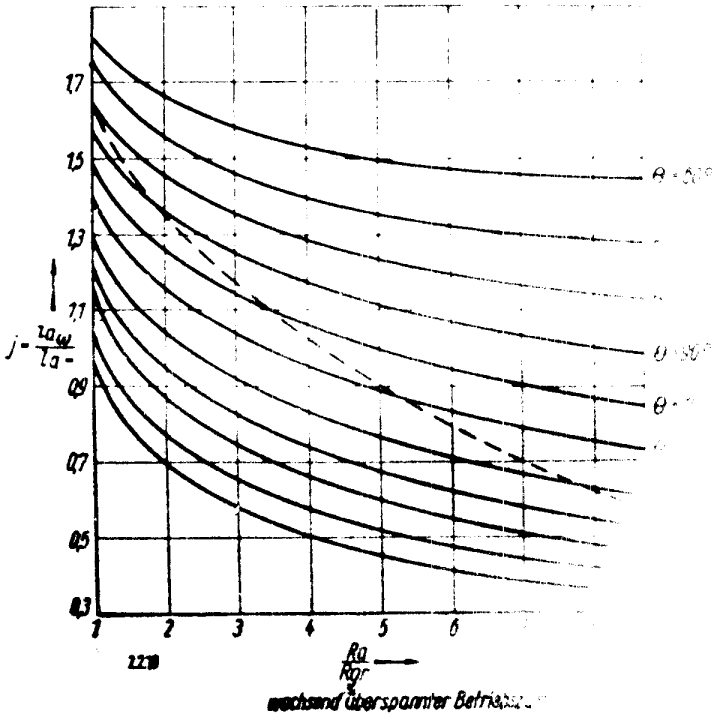


Bild 10. Stromaussteuerung im überspannten

Zustand und damit auch die Form des Anodenstrom-Impulses. Zur Erläuterung dient Bild 11, das ebenfalls der Arbeit [3] entnommen ist und links den Impuls bei stark überspanntem Betrieb ($R_a/R_{gr} = 5{,}5$) und einem Stromflußwinkel von $\Theta = 105°$ bei einer positiveren Gittervorspannung zeigt und rechts den Impuls

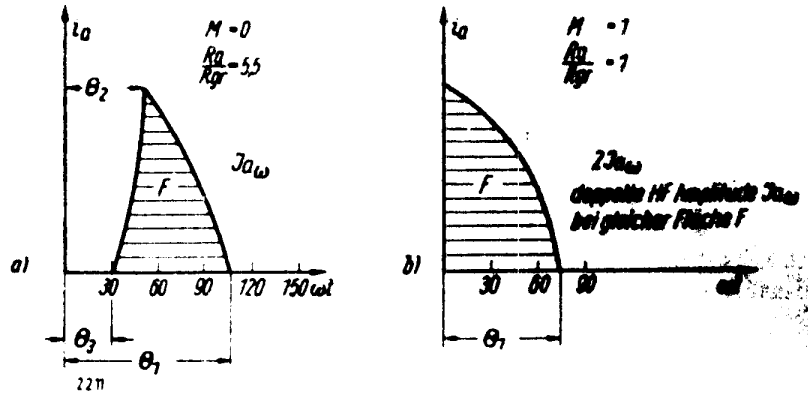


Bild 11. Impulsformen für konstanten Anodengleichstrom

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

im Grenzbetrieb (R_a/R_{gr} ... bei einem Stromflußwinkel von Θ ... mit starker negativer Gittervorspannung. Der Flächeninhalt beider Impulse ist annähernd gleich, doch ist der hochfrequente Anteil ($U_{a\sim}$) des rechten Impulses doppelt so groß wie der des linken Impulses.

In diesem Diagramm (Bild 10) ist sowohl die Wirkung der Gitterspannungsänderung als auch der Anodenspannungsänderung auf die Größe der hochfrequenten Nutzamplitude eindeutig erfaßt. Man erkennt aus der Kurvenschar von Bild 10, das natürlich nur für eine bestimmte Röhre genau gilt, wie stark sowohl mit der Verkleinerung des Stromflußwinkels (Parameter Θ) als auch mit der Abnahme der Anodenspannung (R_a/R_{gr} als Abszisse) die HF-Amplitude $I_{a\sim}$, bezogen auf $I_{a-} = \text{const}$, zunimmt. Da im Modulationsbetrieb sich sowohl die Abszisse mit Änderung von U_a oder R_a/R_{gr} als auch der Kennlinienparameter Θ ändert, wandert beim Modulationsvorgang der resultierende Arbeitspunkt in dem Kennlinienfeld etwa auf der gestrichelt eingezeichneten Ortskurve. Das Stromaussteuerungsdiagramm nach Bild 10 leistet ebenso wie das dynamische Kennliniendiagramm von Bild 4 und 8 bei der Untersuchung des Modulationsvorganges und seiner quantitativen Deutung nützliche Dienste.

Man erkennt aus den obigen Ausführungen, daß die Anodenselbstmodulationsschaltung eine eigenartige und bisher in der Literatur nicht behandelte Kombination der Gitter- und Anodenspannungsmodulation darstellt.

Wie aus [1] bis [3] zu entnehmen ist, entspricht diese Reflexschaltung in bezug auf den Wirkungsgrad durchaus dem Anodenspannungsmodulator. Dagegen bedarf die Frage der Linearität der Modulationskennlinie und der Aussteuerbarkeit noch weiterer Untersuchungen.

Literatur

[1] *Kruglow, N. G.:* Über einige Fragen der Anodenselbstmodulation. Radiotechnik (UdSSR) 9 (1954) H. 4, S. 3—21.

[2] *Model, S. I., Person, S. W., Gutner, B. M.:* Zur Theorie der Anodenselbstmodulation. Radiotechnik (UdSSR) 9 (1954) H. 4, S. 22—32.

[3] *Margolin, M. G.:* Anodenselbstmodulation von Röhrensendern. Radiotechnik (UdSSR) 9 (1954) H. 4, S. 33—42.

[4] *Kruglow, N. G.:* Anodenselbstmodulation. Radiotechnik (UdSSR) 4 (1949) H. 2.

[5] *Model:* Röhrensender. Verlag Technik, 1954.

[6] *Rothe, H., Kleen, W.:* Elektronenröhren als End- und Senderverstärker. Akadem. Verlagsges., Leipzig 1940.

Diskussion

Prof. *Frühauf:*

Herr Dr. *Lange* hat gesagt, daß die Serienschaltung von Induktivität und Kapazität mit Batterie unbekannt sei. Das ist sie nicht. Wenn Sie ... kommen, werde ich Ihnen ein Modell von dieser Anordnung zeigen. Es kommen auch Dissertationen vor. Die Differentialgleichungen sind alle ... usw.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible]

[illegible] Vergleich zu einer normalen Anoden-[illegible]

Dr. *Lange*

Das Problem der Linearität sehe ich noch nicht als bewiesen an und bin kritisch[illegible]

Voigt:

Sie sagten, daß in der sowjetischen Literatur über die praktischen Ergebn[illegible] irgendwelcher Messungen berichtet wird. Vielleicht können Sie darauf einge[illegible] und schildern, ob praktische Ergebnisse darüber vorliegen, daß die Schaltung [illegible] bewährt hat.

Dr. *Lange:*

Die Ergebnisse der Arbeiten sind theoretischer Art. Das gesamte E[illegible] in einem Diagramm gezeigt. Die Untersuchungen des Wirkungsgrades [illegible] abgeschlossen vor, und zwar mit Wirkungsgraden, die weitgehend [illegible] modulation übereinstimmen. Dagegen findet man in der Presse [illegible] Zurückhaltung in bezug auf gerätetechnische Fragen. Wir [illegible] eigene Arbeit einschalten.

Voigt:

Es sind also noch keine Geräte damit gebaut worden?

Dr. *Lange:*

Das weiß ich nicht. Die theoretischen Arbeiten sind in Fachz[illegible] öffentlicht, die dem Archiv der Elektrotechnik entsprechen. Auch [illegible] nur theoretische Probleme behandelt. Wir wollten uns hier ja eben[illegible] den wissenschaftlichen Fragen beschäftigen.

Anonym:

Mir ist eine Modulationsart bekannt, die Katodendrosseln besitzt. Im allgem[illegible] ist es doch dasselbe, ob die Drossel im Anoden- oder Katodenkreis sitzt. A[illegible] diese Methode längst bekannt. Der Wirkungsgrad dieser Anordnung war 60...

Dr. *Lange:*

Das hier ist eine echte Anodenspannungsmodulation mit Aussteuerung auf [illegible] Gitterseite. Es gab bei uns vor 10 bis 12 Jahren Ansätze, Taströhre und E[illegible] rohre zu vereinigen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Bruske:

Mich würde folgendes interessieren: Was Sie [illegible] Modulationsellipse. Auf dieser müßte noch die Hochfrequenz liegen. Vielleicht können Sie einzeichnen, wie die Hochfrequenz unsere Modulationsellipse durchläuft.

Dr. *Lange:*

Die Hochfrequenzenergie geht proportional mit $U_a \cdot U_a$, ist proportional der momentanen Anodenspannung. Insofern ist die Abszisse im Diagramm mit der Ellipse proportional zum Faktor Hochfrequenzenergie. Wir können Versuche machen, daß die Schaltungen sich wirklich umgekehrt verhalten als bei einer hochmodulierten Röhre.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2.3 Impulserzeugung mit und ohne Röhren

Dipl.-Ing. *G. Sahner*, Dresden

Zu den Grundlagen der Impulstechnik zählen auch die verschiedenen Möglichkeiten der Impulserzeugung, über die im folgenden ein Überblick gegeben werden soll. Auf die Anwendungsmöglichkeiten der Impulstechnik soll nicht weiter eingegangen werden.

Ein Impuls ist ein kurzzeitiger elektrischer Vorgang, dessen Zeitdauer ... ist (etwa $< {}^1/_5$) im Verhältnis zu seiner Wiederholungszeit $T_i = {}^1/_{f_i}$ ...

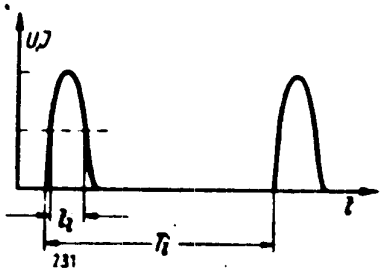


Bild 1. Kenngrößen einer Impulsfolge

Periodisch sich wiederholende Impulse bilden eine Impulsfolge oder einen Puls... Das Tastverhältnis $x = \frac{t_i}{T_i} = t_i \cdot f_i$ ist eine wichtige Kenngröße einer Impulsfolge. Die Form der Einzelimpulse ist beliebig, ihre Größe kann sich als Funktion der Zeit ändern (modulierter Puls). Für kleine Leistungen werden Impulse mit verschiedenen Formen verwendet, bei hohen Leistungen aber überwiegend Rechteck- bzw. Trapez- oder $\cos^2$-Impulse.

Die „Breite" eines Impulses t_i wird in Höhe des halben Spitzenwertes gemessen. t_i liegt bei den für Nachrichtenübertragung oder Funknavigation verwendeten Impulsen in den Größenordnungen zwischen ${}^1/_{10}$ und 10 µs. Die verwendeten Folgefrequenzen können bis zu 100 kHz betragen. Für besondere Anwendungen, z. B. Echolote, werden Folgefrequenzen unter 1 Hz benötigt, während Prüfgeneratoren noch Frequenzen mit mehreren Hundert kHz abgeben können.

Ebenso unterschiedlich wie die verwendeten Folgefrequenzen sind auch die gegebenen Leistungen. Signalgeneratoren geben Bruchteile von Watt ab, ... Hochleistungs-Tastgeräten Impulsleistungen von 10 MW und mehr erzeugt.

Es gibt zwei grundsätzlich verschiedene Verfahren, die zur Erzeugung von ... pulsen geeignet sind:

1. Erzeugung von Impulsen in Röhrengeneratoren bei niedrigen und mittleren Leistungen;
2. Erzeugung von Impulsen durch Entladung von Vierpolnetzwerken (engl.: type pulse-generator) für hohe Leistungen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Während beim ersten Verfahren [1] in einem Steuergenerator der Impuls mehr oder weniger formgetreu erzeugt und in Endverstärkern auf die erforderliche Leistung gebracht wird, erfolgt beim zweiten Verfahren die Erzeugung in einer einzigen „Stufe", wobei die Impulsform durch das verwendete Netzwerk festgelegt ist.

1. Röhrengeneratoren

1.1 Der Steuergenerator

Zur Impulserzeugung eignet sich grundsätzlich jede selbstschwingende Kippschaltung. Durch geeignete Begrenzung, d. h. Verzerrung einer Sinusspannung und Differentiation, kann man andererseits ebenfalls eine Impulsfolge bzw. einen Puls erhalten. Diese beiden Arten der Erzeugung werden als direkte und indirekte Impulserzeugung bezeichnet.

1.11 *Direkte Impulserzeugung*

Als einfachster Vertreter dieser Generatoren sei der Multivibrator erwähnt. Werden die beiden Gitterzeitkonstanten des Multivibrators verschieden groß ge-

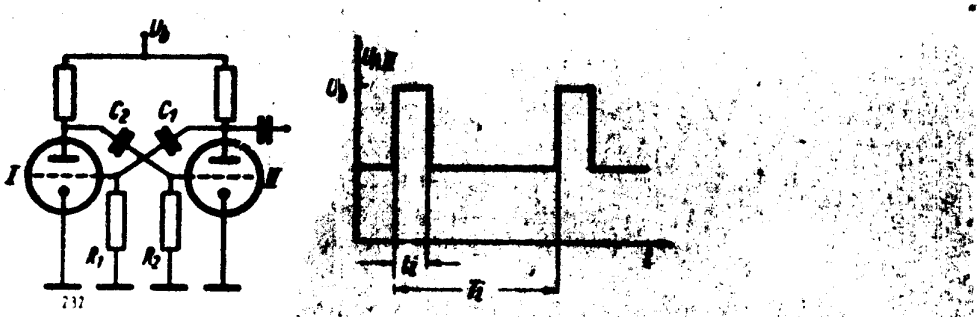


Bild 2. Multivibrator als Impulserzeuger

wählt, z. B. in Bild 2 $R_1C_1 > R_2C_2$, so erhält man die dargestellte Ausgangsspannung, d. h. einen Puls. Bei geeigneter Dimensionierung kann man einen solchen Puls auch mit anderen Kippschaltungen herstellen, wie dem Dynatron [2], Transitron, Phantastron, Sperrschwinger usw.

Allen diesen selbstschwingenden Kippschaltungen haftet der Nachteil an, daß die Kippfrequenz — die Impulsfrequenz — von den Betriebsspannungen abhängt. Der Abstand zwischen den einzelnen Impulsen wird daher nicht genau konstant sein. Diese oft unerwünschte Erscheinung muß jeweils erst durch geeignete Synchronisierung beseitigt werden.

Will man z. B. in Bild 2 die Breite t_i des erzeugten Impulses ändern, so müssen R_2 oder C_2 geändert werden. Da aber die Periodendauer beim Multivibrator umgekehrt proportional der Summe der beiden Gitterzeitkonstanten ist, wird sich damit auch die Folgefrequenz ändern. Dies gilt sinngemäß auch für alle anderen selbstschwingenden Kippschaltungen. Die *Impulsbreite kann nicht ohne Einfluß auf die Folgefrequenz* geändert werden.

1.12 *Indirekte Impulserzeugung*

Bei der indirekten Impulserzeugung — auch als Impulsableitung bezeichnet — wird zunächst eine Sinusspannung zu einer Mäanderspannung verzerrt [3]. Da die

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Die bisherigen Betrachtungen bezogen sich in erster Linie auf Rechteckimpulse. Diese lassen sich theoretisch zwar einfach behandeln, die Rechteckform kann jedoch in der Praxis nur mehr oder weniger gut angenähert werden. Gerade der Rechteckimpuls stellt wegen seines außerordentlich breiten Frequenzspektrums bei Erzeugung und Verstärkung sehr hohe Anforderungen an die einzelnen Stufen.

Für die Erzeugung von Impulsen, die von der Rechteckform abweichen, gelten sinngemäß die gleichen Betrachtungen. Man muß jedoch stets eine besondere Schaltung verwenden, die die jeweils gewünschte Impulsform hervorbringt. Soll eine bestimmte Impulsform möglichst genau eingehalten werden, so wird der Aufwand groß. Dies gilt ganz besonders dann, wenn einzelne Parameter unabhängig voneinander verändert werden sollen.

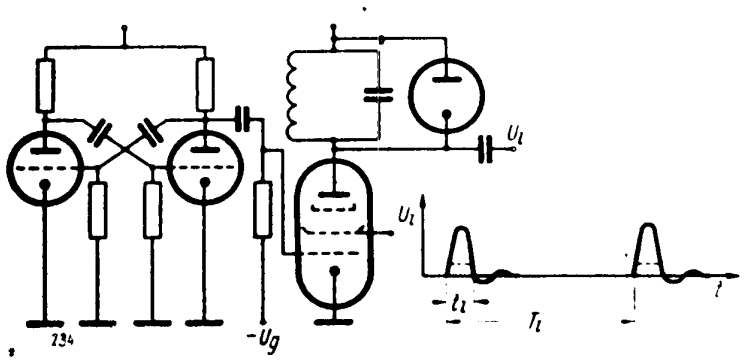


Bild 4. Impulserzeugung mittels Parallelresonanzkreis

[illegible] Endstufen

[illegible] den Endstufen von impulsgetasteten Sendern (engl.: hard-tube pulse-[illegible]) treten hinsichtlich der Anforderungen an die Röhren ähnliche Probleme [illegible] wie im normalen Rundfunkbereich bei AM- oder FM-Sendern. Die Aussteuerung der Röhren erstreckt sich — soweit sie gitterseitig erfolgt — bis zu hohen [illegible] Gitterspannungen und erfordert eine bestimmte Steuerleistung. Die [illegible] müssen ergiebige Katoden besitzen und spannungsfest aufgebaut sein.

Zwecks Erreichung eines möglichst hohen Senderwirkungsgrades arbeiten die Röhren im C-Betrieb und sind im Ruhezustand völlig gesperrt. Sie werden durch einen positiven Rechteckimpuls aufgetastet. An die Rechteckform müssen zumeist hohe Anforderungen gestellt werden, da die Frequenz der meist selbsterregten Generatoren (z. B. Magnetrons) von der Betriebsspannung abhängt.

Da die Röhren in den Tastpausen nicht belastet sind, können sie bei der Tastung ein Vielfaches der bei normalem Betrieb erzielbaren Leistung ergeben. Dies ist ein wesentlicher Vorzug, der u. a. erheblich zur raschen Verbreitung der Impulstechnik beigetragen hat.

Wird dem Gitter einer Röhre ein positiver Impuls zugeführt, so tritt an der Anode ein negativer Impuls auf. Bei mehrstufigen Verstärkern muß dieser Impuls umgedreht werden. Die Phasenumkehr erfolgt bei Leistungs- und Endverstärkern ausschließlich durch Übertrager, da eine Ruhestromröhre wirtschaftlich untragbar wäre. Bei Endstufen erfolgt die Anpassung des Belastungswiderstandes ebenfalls mittels eines Übertragers. An diese Übertrager, die [illegible] Leistungen von we-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

nigen Watt bis zu 10 MW und darüber übertragen müssen, werden ganz besondere Anforderungen gestellt.

Ein Puls, besonders ein Rechteckpuls, hat ein breites Frequenzspektrum, dessen Hauptteil sich von der Folgefrequenz von z. B. einigen hundert oder tausend Hertz je nach Impulsdauer bis zu einigen MHz erstreckt. Ein Impulsübertrager darf daher als Breitbandübertrager nur eine sehr kleine Streuung aufweisen, während die Querinduktivität (s. Bild 5a) mit Rücksicht auf einen kleinen Dachabfall eine bestimmte Mindestgröße besitzen muß [1], [4], [5].

Die Prinzipschaltung der Endstufe zeigt Bild 5, a. Die Dimensionierung des Übertragers läßt sich rechnerisch aus dem Ersatzschaltbild der Endstufe ermitteln. Für die Untersuchung des Impulsdaches wird die Ersatzschaltung 5, b, für die Untersuchung der Flanke die Ersatzschaltung 5, c verwendet. Der Schalter S wird während der Impulsdauer t_i als geschlossen angesehen. Die Bedingungen zur Vermeidung des unerwünschten Überschwingens lassen sich daraus leicht ableiten.

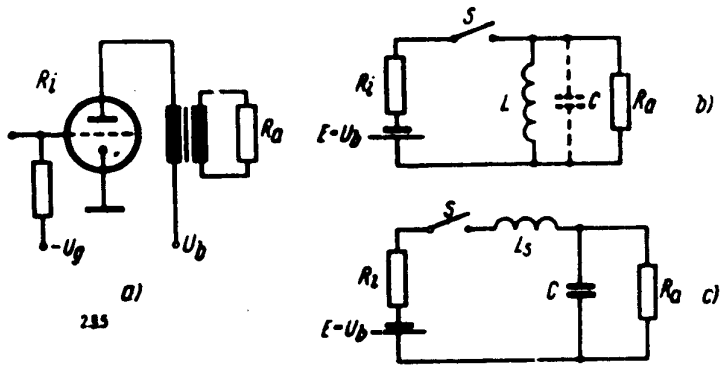


Bild 5. Endstufe mit Ersatzschaltbildern

Die geforderte geringe Streuung läßt nur wenige Windungszahlen zu. Die Drahtlänge jeder Wicklung muß klein sein, damit der Impuls beim Durchlaufen der Wicklung nicht verschleift. Um mit wenigen Windungen eine möglichst große Induktivität L zu erreichen (geringer Dachabfall), müssen hochpermeable Eisensorten (z. B. Mu-Metall, Permalloy od. dgl.) verwendet werden. Dabei ist noch die nichtsinusförmige Aussteuerung zu beachten. Zur Vermeidung unzulässig hoher Verluste müssen die Bleche so dünn wie möglich sein (Bänder bis zu einigen $^1/_{1000}$ mm Dicke herab). Die bei hohen Leistungen auftretenden hohen Spannungen zwingen zu sorgfältiger Isolation, da die Übertrager infolge der geringen mittleren Leistung sehr klein sind. Die Wicklungen sind gewöhnlich in Öl eingebettet. Der Gesamtwirkungsgrad eines solchen Übertragers ist hoch. Die mit Röhrengeneratoren erzeugten höchsten Impulsleistungen liegen bei 1 MW.

2. Impulserzeuger ohne Röhren

2.1 Entladen einer Leitung

Wie schon gezeigt, lassen sich mit Hilfe einer Laufzeitkette oder eines Kabels Impulse erzeugen, wenn an den Eingang der Kette ein Schaltsprung gelegt wird. Ein Impuls läßt sich noch einfacher durch Entladen eines aufgeladenen Kabels

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

erzeugen. Diese Art der Impulserzeugung eignet sich vorwiegend für höhere Leistungen [4], [6].

Ein am Leitungsende offenes Kabel der Länge l und vom Wellenwiderstand Z sei über einen hinreichend großen Widerstand R_c auf die Spannung E aufgeladen (Bild 6). Mittels eines Schalters S wird ein Widerstand R an das Kabel angeschaltet. Der Widerstand R sei zur Vereinfachung gleich Z angenommen. Nach Schließen des Schalters läuft eine Spannungswelle mit der Amplitude $-\frac{E}{2}$ in das Kabel und wird am Ende reflektiert. Da das Kabel offen ist, ist der Reflexionsfaktor positiv, die rücklaufende Welle hat daher die Amplitude $-E$. Wenn die Welle an den Kabelanfang zurückgelangt, läuft sie wegen $R = Z$ ohne Reflexion in den

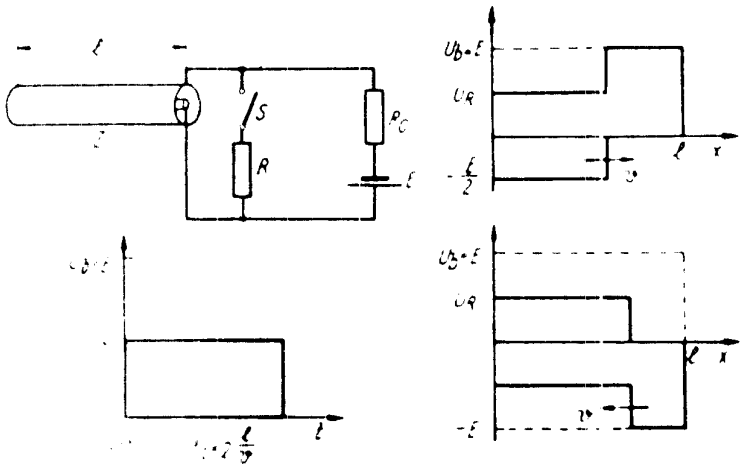


Bild 6. Schaltung zur Impulserzeugung mittels Kabel und Darstellung des Spannungsverlaufes auf der Leitung (schematisch)

Entladewiderstand hinein. In der Praxis muß die Beziehung $R = Z$ aus Leistungsgründen und zur Vermeidung störender Reflexionen ziemlich genau eingehalten werden.

Ist v die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Welle im Kabel, so liegt während der Zeit $t_i = 2\frac{l}{v}$ eine Spannung $\frac{E}{2}$ an dem Widerstand R, es tritt also an R ein Impuls mit der Amplitude $\frac{E}{2}$ und der Dauer t_i auf. Ist R ein reiner Wirkwiderstand, so ist der Impuls genau rechteckig.

Für Impulse, deren Dauer in der Größenordnung von μs liegt, ergeben sich allerdings schon sehr unbequeme Kabellängen. Nimmt man als Richtwert $v = \frac{c}{2}$ an, so wird für $t_i = 1\ \mu s$ die Länge $l = 75$ m. Da das Kabel auch eine Spannung von einigen kV aushalten muß, ist es zur Verwendung in dieser Form nicht geeignet.

Nun lassen sich aber die Kabeleigenschaften durch Netzwerke mehr oder weniger weit annähern. Diese Netzwerke sind Vierpole mit Tiefpaßeigenschaften, ähnlich den Laufzeitketten und bestehen aus Induktivitäten und Kapazitäten. Grundsätz-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2

[illegible] unterscheidet [illegible] sogenannten Partialbruch- und [illegible] Kettenbruchschaltungen. Die Schaltungen haben ihre Namen durch die Darstellung ihrer Eingangswiderstände bzw. -leitwerte erhalten; diese lassen sich in Form von Partial- oder Kettenbrüchen angeben. Die Güte dieser „Nachbildungen", d. h. der Grad der Annäherung ihrer Eigenschaften an die eines Kabels, hängt von der Anzahl der verwendeten Glieder ab. Durch die Art der Nachbildung lassen sich verschiedene Eigenschaften des Impulses beeinflussen: Flankensteilheit, Überschwingen, Welligkeit des Daches. In gewissen Grenzen lassen sich auch un-

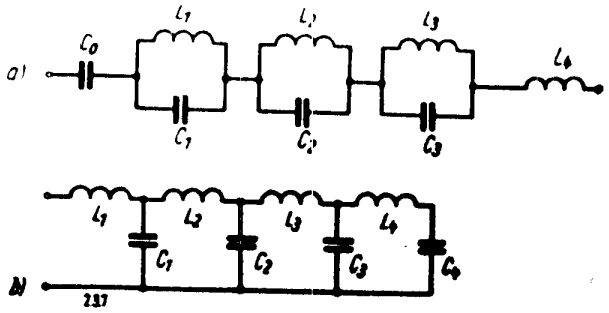


Bild 7. Leitungsnachbildungen

erwünschte Eigenschaften des Belastungswiderstandes, z. B. Blindkomponenten, durch die Nachbildung berücksichtigen. Da der Nachbildungen eine reine Rechenarbeit ist, soll hier nicht weiter gegangen werden. Bild 7 zeigt zwei solcher Nachbildungen, wie genden Zwecke verwendet werden, und zwar 7a eine Partialbruch- eine Kettenbruchschaltung.

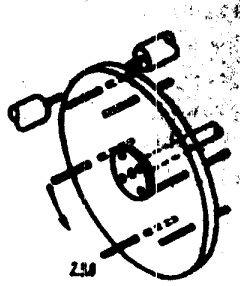


Bild 8. Rotierende Funkenstrecke (schematisch)

2.2 Schalter

Bei der Erzeugung eines Impulses nach Bild 6 sind normalerweise Spannungen von einigen tausend Volt und Ströme bis zu einigen hundert Ampere zu schalten. Es liegt daher nahe, Funkenstrecken zum „Schalten" zu verwenden. Die Steuerung, d. h. Auslösung dieser Strecken, kann mechanisch oder elektrisch erfolgen [4], [7]. Bei mechanischer Steuerung werden rotierende Funkenstrecken benutzt (s. Bild 8). Die Zündung der Strecken erfolgt naturgemäß nicht exakt bei einem bestimmten

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Winkel, sondern innerhalb eines Streubereiches. Die zeitliche Unsicherheit des Zündeinsatzes liegt in der Größenordnung von einigen zehntel µs und ist für verschiedene Anwendungen zu hoch.

Wesentlich exakter arbeiten dagegen Funkenstrecken mit Potentialsteuerung. Hier wird die gesamte Strecke in zwei (oder mehr) in Reihe geschaltete Teilstrecken aufgelöst (s. Bild 9). Die Teilstrecken liegen an einem hochohmigen Spannungsteiler und werden so eingestellt, daß sie bei dem anliegenden Teil der Betriebsspannung mit Sicherheit noch nicht zünden. Wird nun durch einen geeigneten Impuls in der Größenordnung der Spannung U_b die obere Teilstrecke gezündet, so brechen die unteren im gleichen Zeitpunkt durch, und der „Schalter" ist geschlossen. Die Zündung der ersten Teilstrecke kann durch einen hinreichend steilen Zündimpuls, dessen Leistung relativ gering ist, zu einem ziemlich genau definierten Zeitpunkt erreicht werden. Der Zündverzug liegt in der Größenordnung von µs und schwankt um Zehntel µs bis µs.

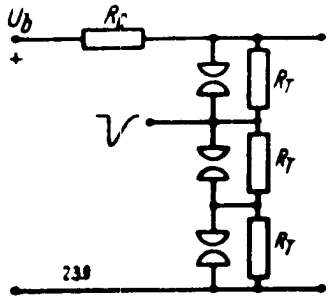


Bild 9. Potentialsteuerung einer unterteilten Schaltfunkenstrecke

Die Ausführung solcher Funkenstrecken kann mit geringem Aufwand erfolgen. Für einen sicheren Betrieb ist die Stabilität der Strecke ausschlaggebend. Unter Stabilität ist hier jede Abweichung von der eingestellten Zündspannung zu verstehen infolge Abbrand (Alterung), Einfluß von Temperatur, Luftdruck und -feuchtigkeit. Um diese Einflüsse auszuschalten oder zu verringern, werden die einzelnen Teilstrecken in Gefäße eingeschmolzen, die mit einem Schutzgas gefüllt sind. Zusammensetzung dieses Schutzgases (Wasserstoff, Argon, Stickstoff) und Druck im Gefäß bestimmen in hohem Grade die Eigenschaften der Strecke: Zündverzug und Unsicherheit des Zündeinsatzes, maximal zulässiger Strom, Innenwiderstand der Strecke, Entionisierungszeit (maßgebend für die zulässige höchste Impulsfolgefrequenz). Mit solchen Strecken sind erreicht worden [4]: Ströme bis 750 A, max. Folgefrequenzen bis 2000 Hz, Impulsdauern bis 5 µs, Unsicherheit des Zündeinsatzes $\geq$ 0,02 µs. Die Zündspannung dieser Strecken liegt zwischen 1,5 und 25 kV.

Zur direkten Steuerung der Zündung können Schutzgasstrecken mit einer eigenen Zündelektrode versehen werden. Eine Aufteilung der gesamten Strecke in Teilstrecken mit Potentialsteuerung ist dann nicht notwendig. Diese Strecken mit Hilfselektrode können auch als Thyratrons mit kalter Katode angesehen werden. Für sie gelten ebenfalls die obenerwähnten Gesichtspunkte.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2

23 [illegible]

Mit Vervielfachern, die nach dem beschriebenen Prinzip arbeiten, lassen sich außerordentlich hohe Impulsleistungen erzielen, deren Grenze bei einigen 10 MW liegt. Ein besonderer Vorteil ist, daß diese Leistungen an niederohmigen Verbrauchern auftreten. Die Belastungswiderstände liegen in der Größenordnung von 50 bis 250 Ω bzw. werden auf diese Werte transformiert. Bei höheren Verbraucherwiderständen werden die erzielbaren Leistungen bei konstanter Betriebsspannung entsprechend kleiner. Die vom Kabel an den Verbraucher abgegebene Energie beträgt (Anpassung) $\frac{1}{2} C_0 \frac{U_b^2}{2}$ (C_0 = Gesamtkapazität des Kabels, U_b = Betriebsspannung). Da der Wellenwiderstand des Kabels $Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$ (L' und C' = Induktivität und Kapazität je Längeneinheit) ist, muß für einen großen Wellenwiderstand [illegible]

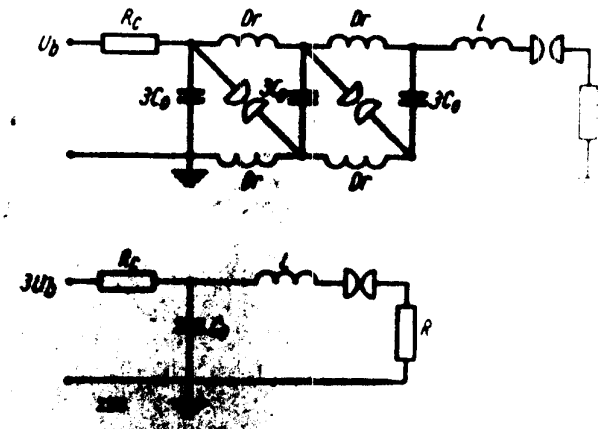


Bild 10. Schaltung zur Spannungsvervielfachung mit Spannungsverdopplung

(wenig Energie) oder L' groß (viel Energie) gewählt werden. Es [illegible] zu wählen. Zur Veranschaulichung sei ein Zahlenbeispiel angegeben:

$f_i = 100$ Hz, $R = Z = [illegible]$ Ω, $U_0 = 10$ kV, t_i [illegible]

Impulsleistung $N_i = \frac{1}{R} \cdot \left(\frac{U_0}{2} \right)^2 = 250$ kW, J [illegible]

mittlere Leistung 250 kW $\cdot \frac{1}{10000} = 25$ W!

Die mittlere abgegebene Leistung ist deshalb so gering, weil die Impulsleistung nur während sehr kurzer Zeiten auftritt.

Müssen höhere Impulsleistungen erzielt werden, die Spannungen von etwa 15 ··· 20 kV erfordern, so wird gewöhnlich eine Spannungsvervielfachung nach *Marx* angewendet, um im Netzteil die erforderliche bessere Isolation einzusparen [4], [6].

Bild 10 zeigt eine dreistufige Vervielfachungsschaltung mit ihrem Ersatzschaltbild. Die Kondensatoren werden in Parallelschaltung aufgeladen und beim Zünden

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

der Strecken in Reihe geschaltet und über L entladen. Die Drosseln [illegible] drosseln, die eine Eigenentladung der Kondensatoren während des Impulses [illegible] hindern, aber die Aufladung gestatten. Die Kabelnachbildung besteht z. B. [illegible] nur aus C_0 und L und bildet einen Schwingkreis mit der Schwingungsdauer $2t_0$. Erfolgt die Aufladung von C_0 über einen Widerstand, so wird in ihm die gleiche Leistung vernichtet, die an den Verbraucher abgegeben wird. Besonders bei hohen Leistungen ist diese Methode unwirtschaftlich. Hier erfolgt die Aufladung über eine Ladedrossel. Diese bildet mit C_0 — bei n-Stufen n^2C_0 — einen Schwingkreis. Ist dessen Frequenz gleich der halben Tastfrequenz, so wird U_0 gleich der doppelten Batteriespannung (Wechselspannung oder gleichgerichtete Wechselspannung). Bei der Aufladung mittels Ladedrossel steht zur Entionisierung der Strecken viel mehr Zeit zur Verfügung als bei Aufladung über einen Widerstand, da die Spannung an der Strecke nach der Entladung zunächst nur langsam ansteigt.

2.4 Vergleich von Röhrengenerator mit Generator ohne Rohren

Mit einem Funkenstrecken-Impulsgenerator lassen sich höhere Leistungen erreichen als dies mit einem normalen Röhren-Impulsgenerator möglich ist. Die auftretenden Spannungen und Verbraucherwiderstände sind bei der ersten Art von Generatoren niedriger als bei der zweiten Art. Dadurch werden die Netzgeräte erheblich kleiner und billiger. Mittels Funkenstrecken läßt sich — falls erforderlich — in einfacher Weise eine Spannungsvervielfachung durchführen. Der Abbrand der Funkenstrecken ist relativ gering, so daß sich Lebensdauern in der Größenordnung von mehreren hundert Stunden ergeben.

Wesentlich anders liegen die Verhältnisse, wenn man das Verhalten der beiden Generatorarten hinsichtlich erwünschter Änderungen von Impulsfrequenz, Impulsdauer usw. vergleicht.

Eine Leitungsnachbildung, die aus etwa 5 bis 15 Induktivitäten und Kapazitäten besteht, eignet sich nur zur Erzeugung eines Impulses bestimmter Form und Dauer an einem angepaßten Belastungswiderstand. Bei Änderungen des Belastungswiderstandes tritt eine Form- und Amplitudenänderung des erzeugten Impulses auf. Bei einem Röhrengenerator dagegen kann sich der Belastungswiderstand innerhalb relativ weiter Grenzen ändern, soweit dies nicht ein evtl. vorhandener Anpassungsübertrager verbietet; es ändert sich nur die abgegebene Leistung, nicht aber die Form des Impulses. Eine Änderung der Impulsbreite ist beim Funkenstreckengenerator nur durch Umschalten der gesamten Nachbildung möglich, beim Röhrengenerator braucht nur die Breite des Tastimpulses verändert werden. Zusammenfassend läßt sich sagen, daß der Röhrengenerator dann von Vorteil ist, wenn die Arbeitsbedingungen rasch geändert werden sollen bzw. wo höhere Ansprüche an Impulsform und Einsatzgenauigkeit gestellt werden. Der Funkenstrecken-Generator eignet sich dagegen besonders für sehr hohe Impulsleistungen [illegible] ,,robusteren" Betrieb.

Literatur

[1] *Schlegel, H.*: Elemente der [illegible] und 18 (1952) H. 8.

[2] *Böhler, H.*: Kippschaltungen [illegible] TFT 29 (1940) H. 2.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[3] [illegible]: Zur Praxis der Erzeugung starker Impulsfolgen. Nachr. [illegible] 3 (1954) H. 8, S. [illegible] 10.

[4] *Glasoe, G. N. u. Lebacqz, J. V.*: Pulse Generators. New York: McGraw Hill 1948.

[5] *Matschanow, P. N.*: Über die ingenieurmäßige Berechnung von Hochleistungsimpulstransformatoren. Nachr. Techn. 4 (1954) H. 8.

[6] *Tigler, H.*: Über Impuls-Hochtastgeräte für Funkmeß-Impulssender. **AEÜ 5** (1951) H. 1 u. H. 2.

[7] *Goucher, Haynes, Depp u. Ryder*: Spark Gap Switches for Radar. **Bell System** Technical Journal 25, Oktober 1946.

Diskussion

Wünschmann:

Man kann hinzufügen, daß sich die Schaltungen mit in Serie geschalteten Funkenstrecken mit Zündelektroden verbessern lassen, wenn man Triggerimpulse verwendet.

Sahner:

Das ist eine Frage, wieweit die Einsatzgenauigkeit erreicht werden kann. Die Leistungen, die man mit diesen Strecken bei Strömen von 25 · · · 70 A erzeugen kann, lassen sich mit den frei gesteuerten Elektronenstrecken nicht erreichen.

Anonym:

Doch, nach neuesten Ergebnissen, die in der amerikanischen Literatur beschrieben werden, ja.

Dr. *Lange:*

Ich wollte eine Schaltung zeigen, 1942 in Deutschland erfunden, die fast unbekannt geblieben ist. Sie bezweckt die Einsparung des Tastrohres.

(Schaltung wird angezeichnet.)

Die Schaltung stammt von Herrn Dr. *Greul*, Berlin. Er kombinierte eine Röhre mit Laufzeitkette in der Form, daß er in den Anodenkreis eine Laufzeitkette als magnetischen Energiespeicher legte. Der Anodengleichstrom fährt dabei durch die Kette. An das Gitter, das negativ vorgespannt ist, wird ein positiver Impuls gelegt. Diese Schaltung wirkt wie ein dynamisches Gitter.

(Dr. *Lange* erläutert die Wirkungsweise der Schaltung.)

Man spart dabei das Tastrohr ein. Nur muß genügend Reserve in der Verlustleistung sein, weil die Röhre eine Doppelfunktion hat, d. h., eigentlich findet keine Doppelfunktion statt, sondern ein zeitliches Hintereinander. **Das Ganze ist eine** Kombination von Röhre und Laufzeitkette als magnetischer Speicher.

Anonym:

Gegen diese Schaltung gibt es in der Praxis einiges einzuwenden, weil **Dezi-** und Hochspannungsröhren Gleichspannung nicht vertragen. Für verschiedene **Zwecke** wird sich die Schaltung eignen, aber nicht für alle.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Weinert:

Ich möchte ein Verfahren zur Kenntnis geben bezüglich der letzten Schaltung, die Herr *Sahner* brachte: Mit der aufgeladenen Leitung und die Schwierigkeit, sie über Schalter zu entladen. Für tiefe Frequenzen gibt es ein Verfahren, bei dem statt Schalter Eisendrosseln verwendet werden. Solche Eisendrosseln kann man als Schalter verwenden. Man benutzt den Effekt, daß man Gleichspannung an die Drossel legt, und die Zeit, die die Drossel braucht bis zur Erreichung einer magnetischen Sättigung, benutzt man zur Speicherung und entlädt den Kondensator über die Drossel, die durchlässig ist, wo sie ihre Sättigung erreicht hat. *Philips* hat ein Patent darauf und verwendet dies für die Erzeugung von Trägerfrequenzimpulsen. Man erreicht einen Wirkungsgrad von 60% für die Oberwellen.

Sahner:

Diese Schaltung ist jetzt in einer Arbeit von *Grasl* angegeben worden, und zwar sowohl zur Frequenzvervielfachung als auch zur Erzeugung von Steuerimpulsen für Thyratrons, Ignitrons usw.

Die Einsatzgenauigkeit spielt bei diesen, besonders wenn ich Entfernungsmessungen durchführen will und an Nahauflösung denke, eine Hauptrolle. Ich weiß nicht, wie groß bei Drosseln die Einsatzgenauigkeit ist. In der Radarbibliothek ist angegeben, daß Einsatzgenauigkeiten von 20 ns erreicht werden. Im Vergleich zur Impulsdauer von 100 ... 200 ns ist diese Einsatzgenauigkeit sehr hoch.

Dr. Lange:

Wir müssen auch fragen: Wozu macht man das eigentlich? Die Ultrakurzwellen werden nicht nur zur Nachrichtentechnik verwendet, sondern auch bei der Diathermie. Die Mediziner interessieren sich außerordentlich für die dm-Technik, da sie ihnen ein gutes Mittel in die Hand gibt, um die Hypertonie zu verringern. Dies geschieht durch kapazitive Ankopplung der Elektroden im Zentralnervensystem. Es werden 10-kW-Sender im dm-Betrieb gebraucht. Wir dürfen nie übersehen, wie sich unser Arbeitsgebiet auf andere Gebiete auswirkt. Bei der Diskussion solcher Schaltungen muß man alle Anwendungsmöglichkeiten im Auge haben.

Prof. Frühauf:

Das ist richtig. — Herr *Sahner* hat längere Zeit mit diesen Problemen zu tun gehabt, und der Sinn der Untersuchungen war weniger, spezielle Probleme zu klären, als grundsätzliche Untersuchungen durchzuführen, wie man zu sehr hohen Impulsleistungen kommt. Diese liegen in der angegebenen Größenordnung.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2.4 Die Absolutmessung hoher Leistungen im UKW- und Dezi-Bereich mittels Thermistorbrücken

Dipl.-Phys. *H. Rieck*

Es wird ein einheitliches Meßverfahren für den Wellenbereich von $\lambda = 500\,\text{cm} \cdots 20\,\text{cm}$ beschrieben zur Bestimmung der Durchschnittsleistung im Bereich von 10 W ··· 400 W.

1. Einleitung und Aufgabenstellung

Da in dem angedeuteten Wellenbereich die Leistung häufig in Impulsform auftritt, ist es zweckmäßig, besonders zwischen der Impuls- und der Durchschnittsleistung zu unterscheiden. Bei beiden Größen handelt es sich um Momentanwerte, welche sich nur hinsichtlich des Intervalls unterscheiden, über welches die Mittelung vollzogen wird. Wenn man über die Dauer eines Impulses mittelt, gelangt man zur Impulsleistung. Wird hingegen die Mittelung über ein Zeitintervall vollzogen, welches sehr groß ist im Vergleich zu dem zeitlichen Abstande zweier aufeinanderfolgender Impulse, so erhält man die Durchschnittsleistung. Um den Zusammenhang zwischen beiden herzustellen, wählen wir die folgenden Bezeichnungen:

P_J Impulsleistung in Watt,
τ Impulsdauer in Sekunden,
n Impulsfolgefrequenz in Hertz,
P_D Durchschnittsleistung in Watt.

Aus dem Gesagten ergibt sich, daß zwischen den beiden Leistungsgrößen folgende Beziehung bestehen muß:

$$P_J \cdot \tau \cdot n = P_D$$

oder

$$P_J = \frac{P_D}{n \cdot \tau} \quad [\text{W}]. \tag{1}$$

Aus Gl. (1) geht hervor, daß man sich beim Bau von Leistungsmessern im allgemeinen auf Geräte zur Bestimmung der Durchschnittsleistung P_D beschränken kann, was die Anwendung aller physikalischer Meßprinzipien ermöglicht. Je nach der angestrebten Zielsetzung sowie den vorhandenen technischen Möglichkeiten wird man unter diesen Prinzipien eine bestimmte Auswahl treffen. Für den Fall, daß man neben hoher Meßgenauigkeit über einen möglichst umfassenden Leistungs-, Frequenz- und Temperaturbereich an einem Minimum von leistungs- und frequenzabhängigen Regelgliedern sowie einer praktisch trägheitslosen Anzeige interessiert ist, möchten wir ein bolometrisches Meßverfahren vorschlagen und näher erläutern.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2. Meßprinzip

Der zu untersuchende HF-Generator speist eine Koaxialleitung vom Wellenwiderstande $Z = 70\ \Omega$, die am entgegengesetzten Ende durch einen hochbelastbaren Widerstand reflexionsfrei abgeschlossen ist. Der weitaus größte Teil der zu messenden Leistung wird also in diesem Abschlußwiderstand vernichtet und nur ein verschwindender Bruchteil (max 1 ··· 2 mW) mittels eines Leistungsteilers kapazitiv ausgekoppelt und an den eigentlichen Meßindikator, das Bolometer, geführt.

Dieses Bolometer bildet einen Widerstand in einer gleichstromgespeisten Wheatstoneschen Brücke, die vor der eigentlichen Messung ohne Änderung der Brückenempfindlichkeit abgeglichen wird. Fällt nun eine bestimmte HF-Leistung auf das Bolometer, so ändert dies seinen ohmschen Widerstand, die Brücke wird verstimmt, und ein Querstrom tritt auf. Dieser Brückenquerstrom ist aber innerhalb gewisser Grenzen der in das Bolometer einfallenden HF-Leistung proportional.

Als Bolometer kann man z. B. Thermistoren der Firma Philips verwenden, welche sich neben vorzüglichen HF-Anpassungseigenschaften durch eine befriedigende HF-Empfindlichkeit (etwa 7 bis 12 [Ω/mW]) in dem hier interessierenden Arbeitsbereich von 140 bis 225 Ω auszeichnen. Um den unerwünschten negativen Temperaturkoeffizienten der Thermistoren (etwa 4 % pro Grad Celsius bei 20° C) auszugleichen, wird man für die Brückenspeisung zusätzlich einen NF-Generator ($f \approx 1000$ Hz) mit hinreichend feiner Regelung der Ausgangsleistung vorsehen. Auf diese Weise ist ein Driftabgleich der Brücke innerhalb eines gewissen Temperaturbereichs ohne Beeinflussung der Brückenempfindlichkeit möglich.

3. Die Ausführung

3.1 *Der Abschlußwiderstand*

Der Abschlußwiderstand hat die Aufgabe, innerhalb des Wellengebietes von $\lambda = 500$ cm ··· 20 cm eine Durchschnittsleistung von maximal 400 W reflexionsfrei aufzunehmen. Er besteht im wesentlichen aus einem hochbelastbaren Kohleschichtwiderstand, der aus Anpassungsgründen in einem Exponentialtrichter untergebracht wird. Der Außenleiter des Exponentialtrichters ist dabei gemäß der Beziehung:

$$d_a = d_i \cdot e^{\frac{\varrho}{60} x} \quad [\text{cm}] \tag{2}$$

zu berechnen, wobei im einzelnen gilt:

d_a Außenleiterdurchmesser an der Stelle x,
d_i Durchmesser des Kohleschichtwiderstandes,
ϱ Widerstand der Kohleschicht pro cm.

Die Länge des Widerstandes geht in diese Betrachtung nicht ein. Wichtig ist aber, daß Gl. (2) nur bei konstantem ϱ Gültigkeit besitzt, weshalb allein Widerstände mit linearer Widerstandsverteilung eingebaut werden dürfen. Ferner muß die auf die Keramik aufgebrannte Widerstandsschicht so dünn aufgebracht werden, daß sich auch bei der unteren Grenzwellenlänge keine Verfälschung durch den Skineffekt ergibt.

Die Koaxialleitung am Eingang des Abschlußwiderstandes besitzt z. B. einen Innenleiterdurchmesser $d_i \sim 9{,}4$ [mm]. Um nun eine Durchschnittsleistung von

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

maximal 100 W [illegible] zu können, wird man an dieser Stelle einen kompensierten Sprung auf z. B. $d_1 = 53$ [mm] vorsehen, womit zugleich der Durchmesser des Kohleschichtwiderstandes angegeben ist. Durch diesen kompensierten Sprung bekommt der Abschlußwiderstand eine untere Grenzwelle, welche wir unter Zugrundelegung eines VSWR $\leq 1{,}1$ bei sachgemäßem Aufbau mit

$$\lambda \simeq 60 \quad [\mathrm{cm}]$$

angeben.

Wir bemerken abschließend, daß der Abschlußwiderstand bei höheren Leistungen selbstverständlich gebläsegekühlt betrieben werden muß.

Für das Wellengebiet $\lambda = 70$ cm $\cdots$ 20 cm werden zwei kleinere Abschlußwiderstände mit entsprechend niederer Grenzwellenlänge parallel geschaltet. Die Transformation des Wellenwiderstandes von $Z = 35\ \Omega$ am Kreuzungspunkt auf den normalen Wert $Z = 70\ \Omega$ erfolgt mittels einer kompensierten Exponentialleitung.

Letztere hat eine ausführliche theoretische und praktische Behandlung in den Arbeiten von *Ruhrmann*, *Wagner*, *Zinke* und *Meinke* erfahren, weshalb wir uns an dieser Stelle auf einige grundsätzliche Bemerkungen beschränken. Im Gegensatz zur verlustfreien, homogenen Leitung ist die verlustlose Exponentialleitung ein mathematisch nächst schwierigerer Leitungstyp durch eine obere Grenzwelle [illegible]. Für eine annähernd reflexionsfreie Widerstandstransformation sowie einen [illegible] Wellenwiderstand gelten [illegible]; letzterer läßt sich für die allgemeine Form [illegible] in der Form schreiben:

$$\mathfrak{Z}(x) = Z_a \left\{ \sqrt{1 - \left(\frac{l_n \Gamma_0}{4\pi l \lambda_0}\right)^2} - j \frac{l_n \Gamma_0}{4\pi l \lambda_0} \right\} e^{\frac{l_n \Gamma_0}{l} x} \quad [\Omega]$$

Dabei bedeuten im einzelnen:

Z_a Betrag des Wellenwiderstandes für $x = 0$,
Z_e Betrag des Wellenwiderstandes für $x = l$,
l Länge der Exponentialleitung,
Γ_0 Z_a/Z_e — Normalübersetzung der Leitung ($Z_a > Z_e$),
λ_0 zu übertragende Wellenlänge.

Wie ersichtlich, ist der Sonderfall der homogenen Leitung für $\Gamma_0 = 1$ enthalten.

Will man also eine vorgegebene Exponentialleitung an der Stelle $x = l$ [illegible] frei abschließen, so ist dazu die komplexe Belastung

$$\mathfrak{R}_e = Z_a \left\{ \sqrt{1 - \left(\frac{l_n \Gamma_0}{4\pi l \lambda_0}\right)^2} - j \frac{l_n \Gamma_0}{4\pi l \lambda_0} \right\} e^{l_n \Gamma_0}$$

oder

$$\mathfrak{R}_e = Z_e \left\{ \sqrt{1 - \left(\frac{l_n \Gamma_0}{4\pi l \lambda_0}\right)^2} - j \frac{l_n \Gamma_0}{4\pi l \lambda_0} \right\} \quad [\Omega]$$

erforderlich. Diese Belastung wird durch einen mit längeren Wellen abnehmenden ohmschen Widerstand und eine Serienkapazität C_z dargestellt. Praktisch wird man diese Belastung in erster Näherung durch einen festen ohmschen Widerstand $R = Z_e$ (Generatorinnenwiderstand) darstellen. Für eine vorgegebene obere Grenzwelle λ_{max} braucht man sodann, wie die Theorie lehrt, etwa die doppelte Baulänge l als bei Belastung nach Gl.(5). — In zweiter Näherung wird man die Belastung

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

nach Gl. (5) durch einen festen ohmschen Widerstand $R = Z_e$ und eine Serienkapazität C_z (Bild 1) darstellen. Es läßt sich theoretisch zeigen, daß in diesem Falle praktisch die gleiche Baulänge herauskommt wie bei reflexionsfreiem Abschluß nach Gl. (5). Die benötigte Baulänge läßt sich weiter erheblich verkürzen, wenn man den Eingangswiderstand der Exponentialleitung an der Stelle $x = 0$ durch eine besondere Parallelinduktivität L_z' (Stichleitung) kompensiert. Allerdings bekommt nun die Anordnung auch eine untere Grenzwellenlänge λ_{min}, welche durch die Sperrkreisresonanz der Stichleitung bedingt ist. Eine quantitative Dimensionierung ist möglich auf Grund der 4 Gleichungen:

$$l = 2 \cdot 10^{-1} \cdot l_n \, U_0 \cdot \lambda_{max} \text{ [cm]}, \quad (6a) \qquad L_z = \frac{4}{3} \cdot 10^{-2} \cdot Z_a \cdot \lambda_{max} \text{ [mH]}, \quad (6c)$$

$$\frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} = 0{,}625 \cdot \frac{Z_a}{Z_e} \cdot U_0, \quad (6b) \qquad C_z = \frac{13{,}34}{Z_e} \cdot \lambda_{max} \text{ [pF]}. \quad (6d)$$

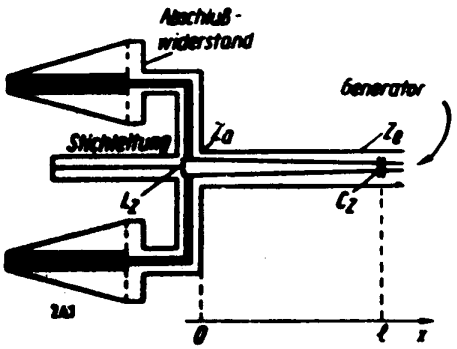


Bild 1. *Reflexionsfreier Abschluß einer gegebenen Exponentialleitung*

Aus Gl. (6a) geht zunächst hervor, daß die Baulänge l der Exponentialleitung [illegible] U_0 durch die obere Grenzwelle λ_{max} bedingt ist. Das Verhältnis $\lambda_{max}/\lambda_{min}$, also der Wellenbereich der Leitung, wird nach Gl. (6b) um so umfassender, je höher man den Wellenwiderstand Z_a der Stichleitung wählt. Durch Verwendung eines Innenleiters aus feinem Stahldraht ($d \sim 0{,}1$ mm) läßt sich jener ohne weiteres auf etwa 275 Ω bringen. Mit $U_0 = 2$ und $Z_e = 70\ \Omega$ führt das aber zu einem Wellenbereich $\lambda_{max}/\lambda_{min} \sim 5$, der uns interessierende Bereich von $\lambda = 70$ cm bis $\lambda = 20$ cm ist also ohne weiteres mit einer zudem noch mäßig langen Exponentialleitung zu erfassen. — Wir schließen diese Betrachtungen mit der Bemerkung, daß bei der Exponentialleitung in Richtung des fallenden Wellenwiderstandes eine Untersetzung des Betrages der Spannungsamplitude mit $1 \sqrt{U_0}$ über die Länge l erfolgt; besondere Betrachtungen hinsichtlich der Spannungsfestigkeit an der Stelle $x = 0$ bei Impulsbetrieb sind also im allgemeinen nicht notwendig.

3.2 *Der Leistungsteiler*

Der Leistungsteiler hat die Aufgabe, aus der Hauptleitung zum Abschlußwiderstand einige mW für die eigentliche Meßanordnung auszukoppeln. Die Auskopplung erfolgt stets kapazitiv, während der Teilerquerwiderstand im Bereich von $\lambda = 500$ cm $\cdots$ 70 cm durch einen ohmschen Scheibenwiderstand gebildet wird.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Wie wir sogleich zeigen werden, teilt dann dieser Teiler zwar leistungsunabhängig, aber frequenzabhängig. Die Einstellung muß deshalb an Hand einer besonderen Eichkurve von Fall zu Fall vorgenommen werden. Für den Bereich von $\lambda = 7$ cm ... 20 cm wird man einen rein kapazitiven, also bei sachgemäßem Aufbau frequenzunabhängigen Teiler vorsehen, auf dessen ausführliche Beschreibung wir aber in diesem Rahmen aus Raumgründen verzichten wollen. Die weitgehenden Analogien zwischen beiden Teilern rechtfertigen das ohne weiteres.

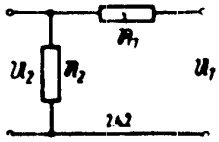


Bild 2. Ableitung der Spannungsteilungsbeziehungen für den Leerlauffall

Als Ausgangspunkt der Betrachtung wollen wir die allgemeine Spannungsteilergleichung für den Fall der Leerlaufbelastung

$$\frac{|U_1|}{|U_2|} = \frac{|\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2|}{|\mathfrak{R}_2|} \tag{7}$$

wählen.

Da nun die Ankopplung an die Hauptleitung kapazitiv erfolgt, können wir schreiben:

$$\mathfrak{R}_1 = -j\frac{1}{\omega C_k} \tag{8}$$

wobei C_k die sogenannte Kopplungskapazität [illegible] gebildet aus der Parallelschaltung [illegible] $\mathfrak{Z}_{ab} = R$ und [illegible] kopfeingangswiderstandes $\mathfrak{Z}_{ab} = \mathfrak{Z}_{ab}$ [illegible]

$$\mathfrak{R}_2 = \frac{R}{2}$$

Die exakt erfüllte Teilergleichung (7) [illegible] über in

$$\frac{|U_1|}{|U_2|} = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega C_k}\right)^2 + \left(\frac{R}{2}\right)^2}}{\frac{R}{2}}$$

oder, wenn man für den ungünstigsten Grenzfall ($C_k = 1$ pF, $\lambda =$ [illegible] Fehler in der Spannungsteilung von 1 % zuläßt,

$$\frac{|U_1|}{|U_2|} = \frac{2}{Z\,\omega\,C_k}.$$

Der Teiler teilt also frequenzabhängig, aber leistungsunabhängig. Zur [illegible] ist zu sagen, daß diese für nur eine Frequenz ω_1 über den gesamten Dämpfungsbereich vorgenommen zu werden braucht. Für eine andere Frequenz ω_2 bestimmt man nämlich die Dämpfungsänderung Δa bei fester Teilerstellung wie folgt:

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Es ist aus Gl. (11):

$$n = \ln \frac{U_1}{U_2} \qquad \left\{ \ln \frac{Z C_k}{2} + \ln \omega \right\} \quad [\mathrm{Np}], \tag{12}$$

also für die beiden Frequenzen ω_1 und ω_2 ($\omega_2 > \omega_1$):

$$n_1 = -\left\{ \ln \frac{Z C_k}{2} + \ln \omega_1 \right\},$$

$$n_2 = -\left\{ \ln \frac{Z C_k}{2} + \ln \omega_2 \right\},$$

so daß die Dämpfungsänderung $\Delta n = n_2 - n_1$ folgt:

$$\Delta n = -\ln \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) \quad [\mathrm{Np}]. \tag{13}$$

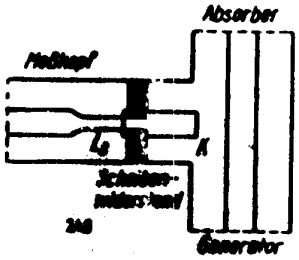


Bild 3. Anordnung des Meßkopfes zwischen Generator und Absorber

Auf diese Weise lassen sich also die Dämpfungskurven für den ganzen Wellenbereich ermitteln und schließlich zwei Eichkurven (100-W- und 500-W-Bereich) zeichnen, die die Teilerstellung in Abhängigkeit von der Frequenz geben (Bild 3).

Nun einige Worte zum Scheibenwiderstand. Bekanntlich läßt sich der ohmsche Widerstand R einer koaxialen Widerstandsfolie zu:

$$R = \frac{\varrho}{2 \pi \delta'} \ln \left(\frac{d_a}{d_i} \right) \quad [\Omega] \tag{14}$$

berechnen, wobei ϱ den spezifischen Widerstand und δ' die Schichtdicke des verwendeten Materials bedeuten. Soll nun diese Folie zum reflexionsfreien Abschluß einer Koaxialleitung vom Wellenwiderstande

$$Z = 60 \cdot \ln \left(\frac{d_a}{d_i} \right) \quad [\Omega] \tag{15}$$

dienen, so muß die Gl. (14) mit Gl. (15) übereinstimmen, also gelten:

$$60 \cdot \ln \left(\frac{d_a}{d_i} \right) = \frac{\varrho}{2 \pi \delta'} \cdot \ln \left(\frac{d_a}{d_i} \right) \tag{16}$$

oder

$$\frac{\varrho}{\delta'} = 2 \pi 60 = 377\ \Omega. \tag{17}$$

Mit anderen Worten, um einen reflexionsfreien Abschluß der Koaxialleitung zu erzielen, muß der spezifische Flächenwiderstand der Folie gleich dem Wellen-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

widerstandes [illegible]. Für Kohle bzw. Platin liegen die dafür erforderlichen Schichtdicken [illegible] bei $2 \cdot 10^{-4}$ cm bzw. $2{,}5 \cdot 10^{-5}$ cm. Damit ist zugleich eine untere theoretische Grenze für die Anwendung solcher Scheibenwiderstände infolge des unvermeidlichen Skineffektes gegeben. Die zu den angegebenen Schichtdicken gehörigen Grenzwellenlängen λ_g liegen wie folgt:

$$\begin{aligned} \lambda_{g\,\text{Kohle}} &\gtrsim 110 \quad [\text{cm}], \\ \lambda_{g\,\text{Platin}} &\sim 7{,}5 \quad [\text{cm}]. \end{aligned} \tag{18}$$

Für den Dezi-Bereich kommt also nur die Platinfolie in Betracht. Um die Einflüsse der Umgebungstemperatur auf ein Minimum zu reduzieren, wird man Glanzplatin als Schichtmaterial wählen, dessen Temperaturkoeffizient etwa nur $^1/_{10}$ der anderen Metalle beträgt.

Natürlich läßt sich die theoretische Grenzwellenlänge $\lambda_g = 7{,}5$ cm in der Praxis aus mehreren Gründen nicht erreichen. Zunächst wird Gl. (14) unter der Voraussetzung $\varrho = \text{const}$ und $\delta' = \text{const}$ abgeleitet. Dies läßt sich herstellungsmäßig aber nicht immer sauber erfüllen. Aus einer Reihe vorliegender Folien müssen also immer die besten ausgewählt werden.

Weiterhin muß jede Folie aus Festigkeitsgründen auf einer Keramikscheibe aufgebracht werden, welche gewöhnlich aus Calit besteht. Der Hauptnachteil des Calit für diesen Zweck dürfte dabei in seiner hohen Dielektrizitätskonstante $\varepsilon = 6{,}5$ liegen. Die sich dadurch ausbildende Querkapazität kann durch die Verwendung möglichst dünner Scheiben zwar verringert aber nicht ausgeschaltet werden.

Eine weitere störende Querkapazität bildet sich durch die Streufeldlinien der Folie zum Außen- und Innenleiter aus. Beide Kapazitäten lassen sich durch eine Serieninduktivität L_g, die wir direkt vor der Folie durch Verjüngung des Innenleiters ausbilden, frequenzunabhängig bis zu einer Grenzwellenlänge λ_g' auskompensieren. Unter Voraussetzung eines VSWR $\leq 1{,}1$, einer Calitscheibe von 1 [mm] Stärke und eines Wellenwiderstandes $Z = 70\,[\Omega]$ geben wir letztere mit

$$\lambda_g' = 60 \quad [\text{cm}] \tag{19}$$

an. Im eigentlichen Teiler kann nun die Grenzwellenlänge λ_g' insofern noch verschlechtert werden, als die Scheibe in Richtung zur Hauptleitung noch einen Koppelstift K trägt.

Parallel zur Scheibe tritt also noch der Eingangswiderstand $\Re_x$ einer verlustfreien Leitung vom Wellenwiderstand Z' auf, welche am Anfang ($x = 0$) mit dem Leerlaufwiderstand abgeschlossen ist. Den Eingangswiderstand einer solchen Leitung kann man bekanntlich zu

$$\Re_x = -j\,Z' \operatorname{ctg}\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right) \quad [\Omega] \tag{20}$$

berechnen. Der kapazitive Querwiderstand der Scheibe wird also durch den Koppelstift vergrößert. Um $\Re_x$ vernachlässigen zu können, wird man neben $Z' = Z$ etwa

$$x \leq \frac{1}{10} \cdot \frac{\lambda_g}{4} \quad [\text{cm}] \tag{21}$$

verlangen, was in unserem Falle zu $x \leq 1{,}5$ cm führt. Eine wesentlich geringere Länge des Koppelstiftes hat keinen Sinn, weil sonst die Scheibe zu weit in die Hauptleitung ragt.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Wir wollen abschließend bemerken, daß die Dämpfung dieses Teilers als Funktion des Koppelabstandes in ähnlicher Weise in einen logarithmischen und einen linearen Bereich zerfällt wie bei den rein kapazitiven Teilern. Der logarithmische Bereich ist durch die Ausbildung einer ungestörten Koppelkapazität C_k zwischen der Hauptleitung und der Stirnfläche des Koppelstiftes K gekennzeichnet, was natürlich nur für kleine Abstände x, also feste Ankopplungen, erfüllt ist. Mathematisch wird der Bereich durch Gl. (12) beschrieben, wobei es zweckmäßig ist, für C_k den Ansatz

$$C_k = \frac{\alpha}{x} \quad [\mathrm{pF}] \tag{22}$$

zu verwenden. Es lassen sich dann mehrere für die Dimensionierung des Teilers wichtige Sätze ableiten. Wenn nun der Koppelstift für losere Ankopplungen im Innern der Ausgangsleitung verschwindet, treten andere Verhältnisse auf. Indem man die Leitung vor dem Stift als zirkulares Hohlrohr mit der Grenzwellenlänge λ_g'' auffaßt und die Wellenlänge in Gedanken so ändert, daß man aus dem Gebiet unter der Grenzwelle in das Gebiet oberhalb dieser geht, so kommt man von einer stark gedämpften Sinuswelle zu einem exponentiell äußerst stark gedämpften Feld. Für $\lambda/\lambda_g'' \geq 1{,}05$ läßt sich die Dämpfungskonstante β desselben in der Form darstellen:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g''}\sqrt{1-\left(\frac{\lambda_g''}{\lambda}\right)^2} \quad \left[\frac{\mathrm{Np}}{\mathrm{cm}}\right]. \tag{23}$$

Nun gilt für die Grenzwelle allgemein:

$$\lambda_g'' = \frac{\pi D}{S_{mn}} \quad [\mathrm{cm}]. \tag{24}$$

Hier stellen D den Außendurchmesser des Hohlrohres und S_{mn} eine dimensionslose Zahl zur Charakterisierung des betreffenden Wellentyps dar. Unter Voraussetzung einer H_{01}-Welle gilt

$$S_{01} = 2{,}405, \tag{25}$$

so daß Gl. (23) für $\lambda \gg \lambda_g''$ in die bekannte und experimentell gut bestätigte Beziehung

$$\beta = \frac{4{,}8}{D} \quad \left[\frac{\mathrm{Np}}{\mathrm{cm}}\right] \tag{26}$$

übergeht, womit zugleich die Existenz einer H_{01}-Welle bewiesen ist. Und nun zurück zum Ausgangspunkt. Indem wir schreiben

$$\begin{aligned} |\mathfrak{U}_1| &= |\mathfrak{U}_1|, \\ |\mathfrak{U}_2| &= |\mathfrak{U}_{x_1}| \cdot e^{-\beta \Delta x}, \end{aligned} \tag{27}$$

wobei wir unter $|\mathfrak{U}x_1|$ die Spannungsamplitude im Innern des Hohlrohres an der Stelle x_1 und unter Δx eine kleine Verrückung verstehen, so folgt für die Dämpfung

$$n = \ln\frac{|\mathfrak{U}_1|}{|\mathfrak{U}_2|} = \ln\frac{|\mathfrak{U}_1|}{|\mathfrak{U}_{x_1}|} + \beta\Delta x \quad [\mathrm{Np}]. \tag{28}$$

Also in der Tat ein lineares Anwachsen mit der Koordinate x. Die Erfahrung hat gezeigt, daß sich mit dem Teiler bei richtiger Dimensionierung der hier interessierende Dämpfungsbereich für $\lambda = 500\,\mathrm{cm} \cdots 70\,\mathrm{cm}$ ohne weiteres verwirklichen läßt.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2

4. Der Leistungsmeßkopf

Eines der schwierigsten Teilprobleme bei der Herstellung von bolometrischen Leistungsmessern im Dezi-Gebiet stellt zweifelsohne die Entwicklung eines geeigneten Meßkopfes dar.

Zwar sind in der Literatur eine Reihe von Schaltungen unter Verwendung der meist selbstgefertigten Baretter angegeben worden, doch führt die Kompensation ihrer im allgemeinen beachtlichen Blindkomponente zu ausgedehnten, meist zweifachen und zudem selektiven Kompensationselementen.

Diese Situation hat sich in den letzten Jahren durch die Schaffung des Perlenthermistors von seiten der Halbleiter-Industrie insofern geändert, als hier ein Bolometer mit außerordentlich geringer Blindkomponente bei guter HF-Empfindlichkeit geschaffen worden ist.

Während nun die Gleichstromseite eines solchen Thermistors bis auf [illegible] mäßige Temperaturkompensation des Arbeitspunktes keine größeren Sch[illegible]

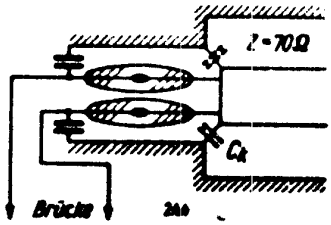


Bild 4. Aufbau eines Meßkopfes ohne frequenzabhängiges Kompensations- oder Regelglied

heiten bietet, sind für die Gestaltung der HF-Seite eine Reihe [illegible] Anpassungsschaltungen entwickelt worden. Man kann sagen, daß [illegible] im langwelligen Teil des Dezi-Gebietes zwar die [illegible] sungsschaltungen umgehen lassen, daß sich jedoch eine ($\lambda/4$) [illegible] fung eines zweiten Gleichstromweges so lange nicht [illegible] nur einem Thermistor arbeitet. Um diesen offenkundigen [illegible] und zumindest von $\lambda = 500$ cm $\cdots$ 30 cm ohne jedes frequenz[illegible] sations- oder Regelglied arbeiten zu können, ist der Aufbau des [illegible] kopfes zweckmäßig: Gemäß Bild 4 werden in ihm zwei Thermistoren [illegible] frequenz parallel und im kapazitiven Kurzschluß, für den Brücken[illegible] hingegen in Serie geschaltet. Da man nun den Arbeitspunkt eines jeden [illegible] auf $R = 140\ \Omega$ legen kann, ohne seine Überlastung befürchten zu müssen, [illegible] eine Transformation der Realkomponente des Meßkopf-Eingangswiderstandes [illegible] erforderlich, wenn man nur den Wellenwiderstand der Koaxialleitung zu $Z = 70$ [illegible] wählt. Die Praxis hat allerdings gezeigt, daß man den Meßkopf im allgemeinen etwas hochohmiger betreiben muß, um eine günstige innere Kompensation zwischen der Querkapazität der eigentlichen Thermistorperlen und der Serieninduktivität der Stützdrähte zu erreichen. Unter Verwendung von Philips-Thermistoren wird man von $\lambda = 500$ cm $\cdots$ 70 cm mit etwa $R = 175\ \Omega$ und von $\lambda = 70$ cm $\cdots$ 20 cm mit ungefähr 225 Ω rechnen können. Grundsätzlich ist klar, daß man auf möglichst kleine Dimensionen des Hohlraumes sehen wird, in dem

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

die Thermistoren untergebracht sind. Da beispielsweise die Philips-Thermistoren einen Durchmesser von nur 2 [mm] und eine Länge von etwa 10 [mm] aufweisen, kann man den Raum ohne weiteres mit einem Durchmesser von 4 [mm] bei einer Länge von 10 [mm] aufbauen. Auf diese Weise läßt sich dann ohne weiteres erreichen, daß der Meßkopf-Eingangswiderstand den in den beiden Bildern 5, a und 5, b angedeuteten Verlauf nimmt.

Für $\lambda = 500$ cm $\cdots$ 70 cm und $\lambda = 70$ cm $\cdots$ 40 cm ist also jegliche Kompensation überflüssig. Erst unter $\lambda = 40$ cm wird man die sich am Meßkopfeingang

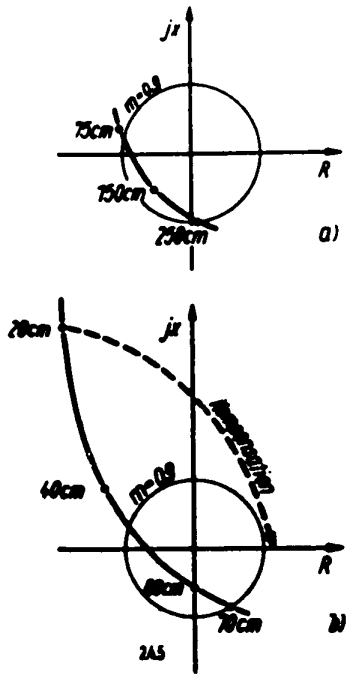


Bild 5. Ortskurven des Meßkopfeingangswiderstandes

ausbildende Streu-Parallelkapazität C_k zur Kompensation gemäß Bild 5, b ausnutzen. Bei Vergrößerung dieses C_k bewegen wir uns auf einem G-Kreis, bis wir schließlich die reelle Achse erreichen. Dieser Punkt ist auch später im Betrieb ohne weiteres einzustellen, weil das Brückenquerinstrument hier seinen maximalen Ausschlag aufweist. Bei $\lambda > 40$ cm wird das C_k ganz herausgeregelt. Die so erreichte Endstellung muß so dimensioniert sein, daß der verbleibende Sprung richtig kompensiert ist.

Die untere Grenzwelle des Meßkopfes, die für $R \sim 225$ [Ω] bei etwa $\lambda = 19$ cm liegt, ist dadurch gegeben, daß an dieser Stelle die Kompensation zu weit über den Anpassungspunkt hinausführt. Die langwellige Grenze $\lambda = 500$ cm tritt durch den wachsenden Blindwiderstand der Kurzschlußkapazität in Erscheinung.

Um dem Meßkopf bei schwankender Umgebungstemperatur sowie Luftströmungen eine gewisse Stabilität zu geben, ist es letztlich zweckmäßig, ihn möglichst vollständig mit versilberter Keramik aufzubauen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

5. Die Brücke

Bild 6 stellt eine einfache Wheatstonesche Brücke mit dem einheitlichen Brückenwiderstand A dar. Der innere Widerstand des Brückenquerinstrumentes sei mit R_i, jener des Gleichstromgenerators mit R_i bezeichnet. Schließlich stelle $X = A - \delta$ den Widerstand des Thermistors für $\delta \ll A$ dar. Unter Anwendung der Kirchhoffschen Gleichungen auf die Schleifen *I*, *II* und *III* kann man unter der Voraussetzung einer konstanten Brückenspannung U für den Brückenquerstrom i die Beziehung ableiten:

$$i = \frac{U}{4A(A + R_g)} \cdot \delta \,. \tag{29}$$

Die Brückenempfindlichkeit i/δ steigt also mit wachsender Brückengleichspannung linear an. Die Brückenwiderstände und der Instrumentenwiderstand hingegen müssen zur Erzeugung einer hohen Brückenempfindlichkeit möglichst klein sein.

In der Praxis wird es nun im allgemeinen nicht möglich sein, den Thermistor als Belastung an den aus der übrigen Brücke und R_i bestehenden Generator (dessen

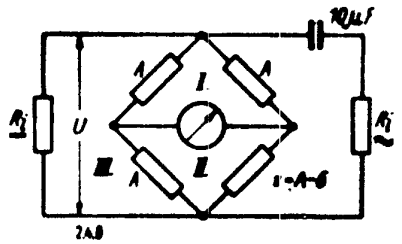


Bild 6. Prinzipschaltung der für die Thermistorschaltung benutzten Brücke

inneren Widerstand wir mit R_i' bezeichnen wollen) exakt anzupassen. Wenn sich also der Thermistorwiderstand unter dem Einfluß einer kleinen HF-Leistung ändert, ist damit zugleich eine gewisse Änderung der zugeführten Gleichstromleistung verbunden, so daß im Gleichgewicht die Beziehung gilt:

$$\delta = \left(\frac{\partial R}{\partial N}\right) \cdot \Delta N = E \cdot (\Delta N_{HF} + \Delta N_{Gl}) \,, \tag{30}$$

Dabei bedeuten im einzelnen:

$\left(\frac{\partial R}{\partial N}\right) = E$ Thermistorempfindlichkeit im betreffenden Arbeitspunkt,
ΔN Gesamtleistungsänderung im Thermistor,
ΔN_{HF} HF-Leistungseinströmung im Thermistor,
ΔN_{Gl} Gleichstromleistungsänderung im Thermistor.

Je nach den Anpassungsverhältnissen wird die Gleichstromleistungsänderung entweder im gleichen oder entgegengesetzten Sinne wirken wie die HF-Leistungseinströmung und damit die wirkliche, auf die HF-Leistung bezogene Brückenempfindlichkeit erhöhen oder erniedrigen. Um letztere zu bestimmen, ist es zweckmäßig, zunächst einmal die Gesamtleistungsänderung ΔN im Thermistor als Funktion der HF-Leistungseinströmung darzustellen. Dieser Zusammenhang er-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

gibt sich am einfachsten, wenn wir zunächst einmal die Gleichstromleistungsänderung ΔN_{Gl} berechnen. Indem wir die Brücke ohne Thermistor zusammen mit dem Gleichstromgenerator wiederum als aktiven Zweipol vom inneren Widerstand R_i'' auffassen, können wir für die an den Thermistor abgegebene Gleichstromleistung N_{Gl} schreiben:

$$N_{Gl} = U_L^2 \cdot \frac{A}{(A + R_i'')^2}. \tag{31}$$

Durch Differentiation folgt:

$$\frac{\partial N_{Gl}}{\partial A} = U_L^2 \cdot \frac{R_i'' - A}{(R_i'' + A)^2} = \frac{N_{Gl}}{A} \cdot \frac{R_i'' - A}{R'' + A} = \frac{N_{Gl}}{A} p, \tag{32}$$

wobei wir p als Brückenkonstante bezeichnen wollen. Aus Gl. (32) folgt weiter:

$$\Delta N_{Gl} = \frac{N_{Gl}}{A} p \delta$$

oder

$$\frac{\Delta N_{Gl}}{\Delta N} = \frac{N_{Gl}}{A} \cdot p \cdot \frac{\delta}{\Delta N} = \frac{N_{Gl}}{A} p \cdot E,$$

also:

$$\frac{\Delta N_{HF}}{\Delta N} = \frac{\Delta N - \Delta N_{Gl}}{\Delta N} = 1 - \frac{N_{Gl}}{A} p \cdot E$$

und endlich

$$\Delta N = \frac{\Delta N_{HF}}{1 - \frac{N_{Gl}}{A} p \cdot E}, \tag{33}$$

womit die gestellte Aufgabe gelöst ist. Wenn man nun Gl. (33) in Gl. (29) einführt, so folgt:

$$i = \frac{U \cdot E}{4 A (A + R_g)} \cdot \frac{\Delta N_{HF}}{1 - \frac{N_{Gl}}{A} p \cdot E}, \tag{34}$$

womit die wirkliche, auf die HF-Leistungseinströmung bezogene Brückenempfindlichkeit berechnet ist. Die Größe

$$\frac{N_{Gl} \cdot E}{A} = \frac{N_{Gl}}{A} \cdot \left(\frac{dR}{dN}\right) \tag{35}$$

hat über einen großen Teil der Thermistorkennlinie einen nahezu konstanten Wert. Bei den von *Groll* untersuchten amerikanischen Thermistoren vom Typ V—519 betrug dieser Wert etwa $-1{,}8$ bis -2. Bei den Philips-Thermistoren bestimmter Typen wird man mit etwa $-0{,}8$ bis -1 rechnen können. Dann wird für die Größe des Summanden $N_{Gl}/A \cdot E \cdot p$ die Brückenkonstante p selbst maßgebend. Diese wäre also zu diskutieren. Sie ist aus den verwendeten Widerständen nach der Beziehung:

$$p = \frac{R_i R_g - A^2}{2(A + R_i)(A + R_g)} \tag{36}$$

zu berechnen. Interessant ist ja vor allem der Fall $p = 0$, weil hier der Thermistor angepaßt ist und infolgedessen bei kleinen Verstimmungen keine Änderung der

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] Gl. (36) gibt für diesen Fall die Bedingung

$$R_i = \frac{A^2}{R_g}, \tag{37}$$

und die Brücke weist in diesem Falle die sogenannte Normalempfindlichkeit auf, die sich aus Gl. (34) zu

$$\frac{t}{\Delta N_{HF}} = \frac{U \cdot E}{4\,A\,(A + R_g)} \tag{38}$$

ergibt.

In diesem Falle gelangt ferner eine gewisse Eichkorrektur, über die später zu sprechen sein wird, in Fortfall. Wird andererseits R_i größer gewählt, als es die Gl. (37) erfordert, so wird $p > 0$, und die Brückenempfindlichkeit sinkt in mäßigem Umfang unter den Normalwert ab. Diesem Fall wird man in der Praxis aus mehreren Gründen häufig begegnen. Wird letztlich R_i kleiner gewählt, als es der Gl. (37) entspricht, so wird $p < 0$ und die Brückenempfindlichkeit steigt, insbesondere bei den V-519-Thermistoren, stark über den Normalwert hinaus an. In der Praxis lassen sich solche Empfindlichkeitssteigerungen nur in beschränktem Maße durchführen, weil die Anfälligkeit der Anordnung gegen äußere Störeinflüsse, wie Schwankungen der Raumtemperatur und Betriebsspannung, ebenfalls steigt. Diese wirken um so stärker, als die Einlaufzeit t_E (99 % vom Anzeigewert) des Thermistors ebenfalls von der Anpassung gemäß der Beziehung

$$t_E = \frac{5\,T_h}{1 - \frac{N_{Gl}}{A}\,p \cdot E} \tag{3}$$

abhängig ist. Dabei stellt T_h die sogenannte thermische Zeitkonstante dar.

Für die Praxis sollen abschließend noch folgende Bemerkungen dienen. Um das VSWR am Eingang des Leistungsmessers möglichst klein zu halten, ist eine möglichst lose Ankopplung des Meßkreises an die Hauptleitung erforderlich. Bei 100 W Durchschnittsleistung in der Hauptleitung dürfen beispielsweise nur einige mW ausgekoppelt werden. Diese Forderung ist auch von Seiten des Thermistormeßkopfes zu stellen, da man die Kennlinie im allgemeinen nur linear aussteuern will. Die Brücke ist dann so zu dimensionieren, daß ihre Empfindlichkeit der des Meßkopfes entspricht und der Thermistor gleichzeitig jene Gleichstromleistung zugeführt bekommt, welche er zur Erreichung des Arbeitspunktes benötigt. Beide Forderungen laufen im allgemeinen nicht gleichsinnig.

6. Der NF-Generator

Der NF-Generator hat die Aufgabe, den Thermistor für einen gewissen Temperaturbereich $\Delta t°$ C auf dem vorgeschriebenen Arbeitspunkt zu halten, ohne die Empfindlichkeit der Brücke zu ändern. Wenn also der Temperaturbereich mit

$$\begin{aligned} (t° \text{ C})\ \text{max} &= 40° \text{ C}, \\ (t° \text{ C})\ \text{min} &= \ \ 0° \text{ C} \end{aligned} \tag{40}$$

festgelegt ist, muß man die Brücke nach der Gleichstromseite hin so betreiben, daß ohne jegliche NF-Leistung der Brückenabgleich etwa für $t = 50°$ C eintritt.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Die maximale Ausgangsleistung des NF-Generators muß dann so festgelegt werden, daß sich auch bei $t = 0°$ C noch der vorgeschriebene Arbeitspunkt des Thermistors erreichen läßt. Ein ernster Meßfehler entsteht zweifelsohne, wenn man den NF-Generator zu stark fehlangepaßt betreibt. Denn dann ändert sich die von ihm abgegebene Leistung mit der Verstimmung der Brücke, also dem Betrage der einfallenden HF-Leistung. Wenn man für einen Augenblick den Brückengesamtwiderstand mit R_a, seine Verstimmung mit ΔR_a sowie den HF-Generator-Innenwiderstand mit R_i bezeichnet, läßt sich unter einer Reihe von Voraussetzungen für die prozentuale NF-Leistungsänderung die Beziehung angeben:

$$\Delta N_{NF} = \Delta R_a \left\{ \frac{2}{R_a + R_i} - \frac{1}{R_a} \right\}. \tag{41}$$

Um also möglichst geringe Abweichungen in den beiden Leistungen zu erzielen, muß man auf eine hinreichend kleine HF-Verstimmung ΔR_a der Brücke, auf hinreichend großes R_a und R_i sowie eine befriedigende Anpassung Wert legen. Letztere wird am einfachsten durch die Verwendung zweier hintereinander geschalteter T-Regler erzielt, womit zugleich eine zwar unstetige, aber feine Regelung der NF-Generatorleistung gewährleistet ist. Die wirkliche Feinabstimmung wird dann mit einem 10 Ω Widerstand vorgenommen.

7. Die Eichung

Die Eichung des Leistungsmessers zerfällt in zwei voneinander unabhängige Teileichungen, nämlich in die des Teilers und in die der Brückenanordnung mit Meßkopf. Wir wollen uns in diesem Rahmen nur mit der letzteren auseinandersetzen.

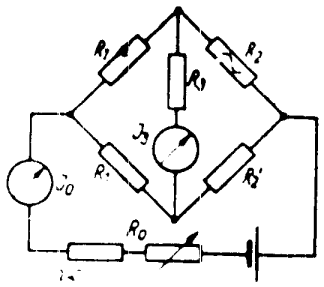


Bild 7. Brückenanordnung mit Meßkopf

Dazu sind zunächst einmal die Thermistor-Kennlinien für verschiedene Umgebungstemperaturen aufzunehmen, wozu wir die Schaltanordnung nach Bild 7 aufbauen. Es sei R_2 der Thermistorwiderstand, R_1 und R_1' zwei möglichst gleiche Widerstände. Dem Vergleichswiderstand R_2' wird ein dem Thermistorwiderstand entsprechender fester Wert erteilt. Durch Regelung von J_0 wird nun der Thermistorwiderstand R_2 auf diesen Wert gebracht, für den R_3 dann stromlos wird. Der Sinn des Abgleichens der Brücke ist zweckmäßig, weil auf diese Weise R_2 [illegible] nur lich variabel ist, während der Vergleichswiderstand wegen der Genauigkeitsforderung im allgemeinen durch einen diskret einstellbaren [illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] einer der gegen-
[illegible] R_1 entsprechenden Genauig-
[illegible] Dekade dieser Messung für verschiedene
[illegible] Abhängigkeit zwischen R_2 und der an R_2 verbleibenden
[illegible] Thermistors, an den die Genauigkeit von R_2' noch
[illegible] Unter Verwendung von Präzisionswiderständen kann man die durch
[illegible] Widerstandsabweichungen verursachten Meßfehler vernachlässigen. Es sind
dann nur der durch den Strommesser verursachte Meßfehler [illegible], der w
unter Voraussetzung einer Güteklasse 0,2 sowie eines Ablesefehlers [illegible]
gesamt 0,5 % angeben.

Diese Kennlinien werden unter Zuhilfenahme eines Thermos[illegible] für
dene Umgebungstemperaturen aufgenommen. Sie gehen auseinan[illegible]
verschiebung hervor, womit experimentell eine der Voraus[illegible]
prinzips geprüft ist. Letzteres kann man auch theoretisch z[illegible] Wiss
ler der Bell Telephone Laboratories haben nämlich für die K[illegible]
stors die Beziehung abgeleitet:

$$R = A \cdot e^{\frac{B}{CN+T}}.$$

wobei A, B und C verschiedene Thermistorkonstanten, T die absolute Um[illegible]
temperatur und N die dem Thermistor insgesamt zugeführte elektrische [illegible]
bedeuten. Durch Differentiation findet man nach einigen Umformungen:

$$\left(\frac{\partial R}{\partial N}\right)_{T=\text{const}} = -\frac{C}{B} \cdot R \ln^2 \frac{R}{A}. \qquad (6$$

Die Empfindlichkeit des Thermistors ist also unabhängig von der Umgebun[illegible]
temperatur, wenn man nur seinen Arbeitswiderstand R konstant hält. Diese B[illegible]
dingung wird aber automatisch durch das Ausbalancieren der Brücke bei je[illegible]
Temperatur vor Einschalten der HF-Leistung erfüllt. Es ist zweckmäßig, aus jed[illegible]
Thermistorkennlinie mittels Prismenderivator die Empfindlichkeit im Arbeits-
punkt zu entnehmen und eine Mittelung zu vollziehen.

Schließlich muß noch die eigentliche Brücke mittels einer Präzisionsdekade an
Stelle des Thermistors geeicht werden, mit anderen Worten, es ist der Brücken-
querstrom i als Funktion der Verstimmung ΔR aufzunehmen. Unter Verwendung
von Präzisionswiderständen bleibt als Meßfehler auch hier wieder nur der eines
Meßinstrumentes, welcher durch diese Teileichung in die Gesamteichung der Ther-
mistorbrücke mit einbezogen ist. Bei einer Gütekasse 0,5 des Brückenquerinstru-
mentes, die wir in eine mechanische und eine Eichgüte zerlegen, wird man mit
einem Fehler von etwa 2,5 % bei $^1/_{20}$ Vollausschlag, also an der unteren Grenze
des Meßbereichs, rechnen können. Ist nun der Thermistor an den aus der Brücke
und dem Gleichstromgenerator gebildeten aktiven Zweipol angepaßt, so braucht
man die Thermistorempfindlichkeit nur in die letzte Eichkurve einzuführen, und
die Gesamteichung der Thermistorbrücke ist vollzogen. In allen anderen Fällen
muß man noch eine Korrektur durchführen, weil der Thermistor im Gegensatz
zur Präzisionsdekade seinen Widerstand auch infolge der sich ändernden Gleich-
stromleistung ändert.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Literatur

[1] ***Meinke***: Theorie der Hochfrequenzschaltungen. München 1951.

[2] ***Meinke***: Kurven, Formeln und Daten der Dezi-Technik.

[3] ***Megla***: Dezimeterwellentechnik. Leipzig 1952.

[4] ***Montgomery***: Technic of Microwave Measurements. New York and London 1947.

[5] ***Ragan***: Microwave Transmission Circuits. New York and London 1948.

[6] ***Groll***: Leistungsmessung mittels Thermistoren bei hohen Frequenzen. FTZ H. 11 (1952).

[7] ***Wallauschek***: Messung kleiner Leistungen in der Bolometerbrücke. ENT Bd. 18, H. 11.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2.5 Strahlungsdiagramm eines Rotationsparaboloids, insbesondere bei maximalem Gewinn und gegebenem Primärdiagramm

F. Müller, VEB Funkwerk Leipzig

Einleitung

Es werden Gewinn und Sekundärdiagramm eines Rotationsparaboloids mit kreisförmiger Öffnungsfläche ermittelt. Das Paraboloid wird durch rotationssymmetrische Primärdiagramme der Form $G_p(\varphi) = 2(n+1)\cos^n\varphi$ ausgeleuchtet. Die Dimensionierung der Antenne wird so gewählt, daß der Gewinn ein Maximum wird. Die vorliegende Arbeit knüpft an die Arbeiten von *Zuhrt* und *Silver* an.

Zuhrt verwendet einen Hertzschen Dipol als Primärstrahler und berechnet Diagrammform und Gewinn, während *Silver* für Primärdiagramme der Form $G_p(\varphi) = 2(n+1)\cos^n\varphi$ den Gewinn errechnet, ohne auf das Diagramm einzugehen. *Silver* leitet weiterhin die Gleichung der Diagrammform für parabelförmige Ausleuchtung ab, wobei aber die Dimensionierung für den maximalen Gewinn nicht berücksichtigt wird. Ausgehend von der Feldverteilung in der Öffnungsfläche werden zunächst die Diagrammform und die Gewinnfunktion nach dem Rechnungsgang von *Silver* ermittelt. Danach werden die Sekundärdiagramme für die oben erwähnten Primärcharakteristiken bei maximalem Gewinn berechnet.

Es wird weiterhin gezeigt, daß gleichmäßige Ausleuchtung der Öffnung zwar den maximalen Gewinn, jedoch nicht die kleinste Halbwertsbreite liefert. Die Resultate dieser Näherungsmethode sind um so genauer, je flacher das Paraboloid und je gleichmäßiger die Ausleuchtung sind. Die exakte Berechnung nach dem Kirchhoff-Huygheneschen Prinzip, wie sie für den Hertzschen Dipol von *Zuhrt* durchgeführt wurde, soll einer späteren Arbeit vorbehalten sein.

Ist $f(\xi, \eta)$ die Feldverteilung in der Öffnungsfläche des Rotationsparaboloids, so gilt bei kleinem Phasenfehler über der Öffnungsfläche und hoher Bündelung des Sekundärdiagramms näherungsweise [1], [2]

$$R(\vartheta, \varphi) = \int_F f(\xi, \eta) \cdot e^{jk\sin\vartheta(\xi\cos\varphi + \eta\sin\varphi)} \cdot \mathrm{d}F. \tag{1}$$

Darin bedeuten ξ, η die kart. Koordinaten eines Punktes in der Öffnungsfläche, ϑ, φ die Polarkoordinaten eines Raumpunktes und $k = \frac{2\pi}{\lambda}$. Führt man Polarkoordinaten $\xi = \varrho \cdot \cos\varphi'$; $\eta = \varrho \cdot \sin\varphi'$ ein, so erhält man mit dem Additionstheorem

$$\cos\varphi \cdot \cos\varphi' + \sin\varphi \cdot \sin\varphi' = \cos(\varphi' - \varphi) \quad \text{und} \quad \mathrm{d}F = \varrho \cdot \mathrm{d}\varrho \cdot \mathrm{d}\varphi',$$

$$R(\vartheta, \varphi) = \int_{\varphi'=0}^{2\pi} \int_{\varrho=0}^{a} f(\varrho, \varphi') \cdot e^{jk\varrho\sin\vartheta\cos(\varphi' - \varphi)} \cdot \varrho\, \mathrm{d}\varrho\, \mathrm{d}\varphi'. \tag{2}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Hierin ist a der Radius der Fläche (Bild 1).

Substituiert man $r = \frac{\varrho}{a}$ und $u = k \cdot a \cdot \sin\vartheta$, so erhält man

$$R(u, \varphi) = a^2 \int_{\varphi'=0}^{2\pi} \int_{r=0}^{1} f(r, \varphi') \cdot e^{j u r \cos(\varphi' - \varphi)} \cdot r \, \mathrm{d}r \, \mathrm{d}\varphi' . \tag{3}$$

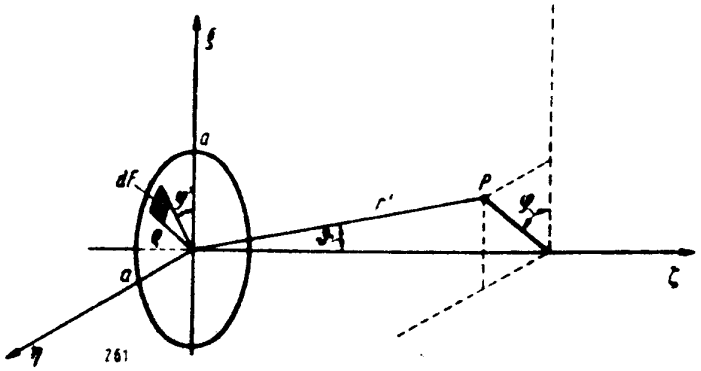


Bild 1. Die Öffnungsfläche des Rotationsparaboloids mit dem Radius a im Koordinatensystem

Beachtet man nun, daß nur rotationssymmetrische Primärdiagramme ausgewertet werden, so ist $f(\varphi') = \text{const}$, also $f(r, \varphi') = f(r)$. Die Integration der Gl. (3) liefert mit

$$J_0(u\,r) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e^{j u r \cos(\varphi' - \varphi)} \, \mathrm{d}(\varphi' - \varphi) \tag{4}$$

die Lösung

$$R(u) = 2\pi a^2 \int_{r=0}^{1} f(r)\, J_0(u\,r)\, r \, \mathrm{d}r . \tag{5}$$

Dabei bedeutet $J_0(u\,r)$ die Besselsche Funktion der Ordnung Null. Für den Gesamtgewinn eines Rotationsparaboloids mit kreisförmiger Öffnungsfläche, in dessen Brennpunkt ein Primärstrahler steht, erhält man den Ausdruck

$$G_s(\varphi_a) = \left(\frac{2\pi a}{\lambda}\right)^2 \cdot \operatorname{ctg}^2 \frac{\varphi_a}{2} \left| \int_0^{\varphi_a} \sqrt{G_p(\varphi)} \cdot \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} \, \mathrm{d}\varphi \right|^2 . \tag{6}$$

Darin bedeuten $\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\right)^2$ den Gewinn einer gleichmäßig ausgeleuchteten Fläche ohne Phasenfehler und $G_p(\varphi)$ den Gewinn des Primärstrahlers abhängig von φ, bezogen auf den isotropen Strahler (Bild 2). Der Gewinnfaktor ist somit

$$g = \operatorname{ctg}^2 \frac{\varphi_a}{2} \left| \int_0^{\varphi_a} \sqrt{G_p(\varphi)} \cdot \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} \, \mathrm{d}\varphi \right|^2 . \tag{7}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2

Das Primärdiagramm soll rotationssymmetrisch sein:

$$G_p(\psi) = G_p(0,0) \cdot \cos^n \psi .$$

$G_p(0,0)$ ermittelt man aus

$$G_p(0,0) = \frac{4\pi N_p(0,0)}{\int_{\Phi=0}^{2\pi} \int_{\Theta=0}^{2\pi} N_p(\Phi,\Theta) \cos\Theta \, d\Theta \, d\Phi} . \qquad (8)$$

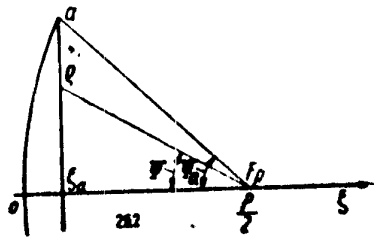


Bild 2. Bezeichnung eines Rotationsparaboloids mit kreisförmiger Öffnungsfläche und einem Primärstrahler im Brennpunkt

Das Integral der Gl. (8) wird mit Hilfe der Rekursionsformel

$$\int \cos^n x \, dx = \frac{1}{n} \sin x \cos^{n-1} x + \frac{n-1}{n} \int \cos^{n-2} x \, dx$$

auf die Form

$$\int_0^{2\pi} \cos^n \Phi \, d\Phi \cdot \int_0^{\pi} \cos^{n+1} \Theta \, d\Theta = 2 \left(\frac{n-1}{n}\right)\left(\frac{n-3}{n-2}\right) \cdots \left(\frac{1}{2}\right) \pi \cdot$$

$$2 \left(\frac{n}{n+1}\right)\left(\frac{n-2}{n-1}\right)\left(\frac{n-4}{n-3}\right) \cdots \left(\frac{2}{3}\right) = \frac{4\pi}{n+1} \quad [n = \text{gerade}] \qquad (9)$$

gebracht.

Gl. (8) hat dann mit $N_p(0,0) = 1$ die Lösung $G_p(0,0) = n+1$. Bei dieser Diagrammform sind Vor- und Rückwärtsstrahlung gleich. Für eine nebenmaxima- und rückstrahlungsfreie Diagrammform, die wir hier betrachten wollen, ist die eine Keule umgeklappt zu denken. Dadurch verdoppelt sich $G_p(0,0)$, oder, was zum gleichen Resultat führt, man integriert Φ nur von 0 bis π und drückt damit aus, daß die gesamte Leistung in eine Halbkugel transportiert wird. Der Primärstrahler hat also die Diagrammform

$$G_p(\psi) = 2(n+1)\cos^n \psi \quad [n = \text{gerade}]; \qquad 0 \leqq \psi \leqq +\frac{\pi}{2}; \qquad 0 \geqq \psi \geqq -\frac{\pi}{2};$$

$$G_p(\psi) = 0; \qquad \frac{\pi}{2} < \psi \leqq \pi; \qquad \pi \leqq \psi < \frac{3\pi}{2} . \qquad (10)$$

Gl. (10) in Gl. (7) eingesetzt ergibt

$$g = 2(n+1) \operatorname{ctg}^2 \frac{\psi_s}{2} \left| \int_0^{\psi_s} \cos^{n+2} \psi \cdot \operatorname{tg} \frac{\psi}{2} \, d\psi \right|^2 . \qquad (11)$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Die Lösungen der Gl. (11) sind in Bild 3 dargestellt [ ]. Die Maxima der Kurven liegen etwa 30 % zu hoch, da man eine phasenfehlerfreie Ausleuchtung ebenso wenig wie ein nebenmaxima- und rückstrahlungsfreies Diagramm von $G_p(\psi) \sim \cos^n \psi$ herstellen kann. Dadurch sinkt sowohl die Flächenausnutzung des Paraboloids als auch $G_p(0, 0)$ des Primärstrahlers. Jedoch wird die Lage des Maximums nicht in ψ-Richtung verschoben (Bild 3), so daß man mit dem hier ermittelten optimalen Öffnungswinkel auch bei Verwendung eines praktisch realisierbaren Primärstrahlers rechnen kann. Der Gesamtgewinn der Anlage wird zwar niedriger als hier errechnet sein, jedoch ist man sicher, optimal dimensioniert zu haben. Die Maxima sind außerdem sehr breit.

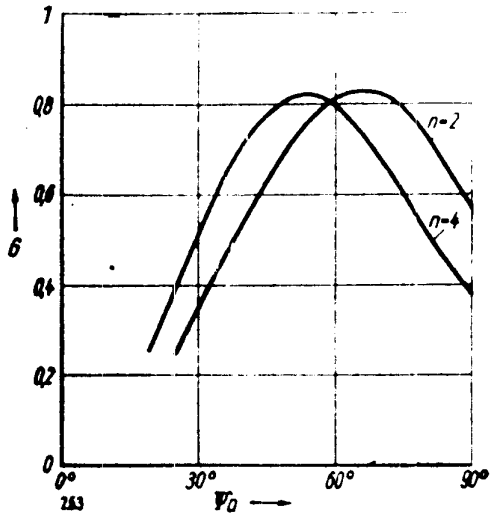


Bild 3. Normierter Gesamtgewinn abhängig vom Öffnungswinkel für das Primärdiagramm $G_p(\psi) = 2(n + 1)\cos^n \psi$

Wählt man den Winkel ψ größer als ψ_{opt}, so wird die Ausleuchtung ungleichmäßiger. Man erhält außer einem geringen Gewinnverlust eine etwas breitere Hauptkeule und niedrigere Nebenzipfel. Wählt man ψ kleiner als ψ_{opt}, so erhält man umgekehrt gleichmäßigere Ausleuchtung, was eine schmalere Hauptkeule und höhere Nebenzipfel ergibt. Um den Zusammenhang von a, p und ψ zu bestimmen, entnimmt man aus Bild 2 $\dfrac{a}{\dfrac{p}{2} - \zeta_a} = \operatorname{tg} \psi$.

Nach einigen elementaren Umformungen erhält man daraus

$$a = p \cdot \operatorname{tg} \frac{\psi}{2}. \tag{12}$$

Die Maxima der Kurven in Bild 3 liegen für $n = 2$ bei $\psi \approx 67°$ und für $n = 4$ bei $\psi \approx 54°$. Zur Ermittlung der Sekundärcharakteristik muß nun zunächst die Feldstärkefunktion in der Öffnungsfläche ermittelt werden, die man aus

$$G_p(\psi) \text{ zu } f(\psi) = \sqrt{\cos^{n-2} \psi} \tag{13}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

findet, wobei A die Amplitude bedeutet. In Bild 4 ist die Ausleuchtungskurve für $n = 2$ auf $A = 1$ normiert dargestellt. Gleichzeitig ist die Lage des Spiegelrandes im Primärdiagramm für die Dimensionierung G_s Max mit eingezeichnet. Der normierte Spiegelradius ist dann eine Funktion $r = f(\psi)$. Aus Bild 4 entnimmt man weiterhin $\text{arc}\,\psi = c \cdot r$, worin

$$c = \text{arc}\,\psi_a \tag{14}$$

bei einem einmal gewählten ψ_a eine Konstante ist.

c ist also abhängig vom Schnittpunkt Spiegelrand-Primärdiagramm. Bei der oben erwähnten Dimensionierung für $G_s = \text{Max}$ gelten

$$\psi_a = 67^0; \quad \text{arc}\,\psi_a = 1{,}169 = c \text{ und } \text{arc}\,\psi = 1{,}169\,r. \tag{15}$$

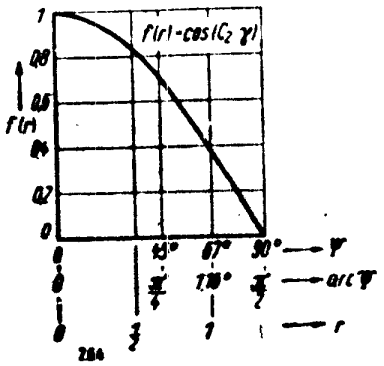


Bild 4. Darstellung der normierten Ausleuchtungskurve für $n = 2$

Wir wollen diese für das Primärdiagramm mit dem Exponenten $n = 2$ und $G_s = \text{Max}$ geltende Konstante 1,169 mit c_2 bezeichnen und die Diagrammberechnung damit durchführen. Selbstverständlich kann man den Schnittpunkt Spiegelrand–Primärdiagramm auch beliebig anders wählen und mit der neuen Konstante c_n weiterrechnen. Gl. (13) geht, wenn man Gl. (15) beachtet, über in

$$f(r) = A \cos(c_2 \cdot r) \quad [n = 2]. \tag{16}$$

Gl. (5) wird dann mit Gl. (16)

$$R(u) = 2\pi a^2 A \int_0^1 \cos(c_2 r) \cdot J_0(u r)\, r\, dr. \tag{17}$$

Die Kosinusfunktion nach *Taylor* entwickelt, ergibt

$$\cos(c_2 \cdot r) \approx 1 - \frac{(c_2 \cdot r)^2}{2!} + \frac{(c_2 \cdot r)^4}{4!} - \frac{(c_2 \cdot r)^6}{6!}. \tag{18}$$

Der maximale absolute Fehler der Näherungsgleichung (18) ist im Bereich $0 \leq \psi \leq \frac{\pi}{2}$ $\Delta y < 10^{-3}$, was für die Ansprüche der Praxis in den meisten Fällen genügen wird. Aus diesem Grunde wollen wir weiterhin das Gleichheitszeichen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

...setzen. Gl. (17) geht mit Gl. (18) über in

$$\ldots = 2\pi u^2 A \left\{ \int_0^1 r J_0(ur)\,dr - \frac{c_2^2}{2!}\int_0^1 r^3 J_0(ur)\,dr + \frac{c_2^4}{4!}\int_0^1 r^5 J_0(ur)\,dr - + \cdots \right\}. \quad (19)$$

...tituiert man $ur = x$, so erhält man

$$\ldots = 2\pi A \left\{ \frac{1}{u^2}\int_0^u x J_0(x)\,dx - \frac{c_2^2}{2!\,u^4}\int_0^u x^3 J_0(x)\,dx + - \cdots \right\}. \quad (20)$$

...grale der Gl. (20) haben alle folgende Form:

$$\int x^{2m+1} J_0(x)\,dx \qquad [m = 0, 1, 2, 3, \ldots]. \quad (21)$$

...findet man im *Jahnke-Emde* die Lösung

$$\int x J_0(x)\,dx = x J_1(x) + C. \quad (22)$$

...Integrale löst man partiell nach $\int u v' = uv - \int u' v$ und findet

$$\ldots \quad x J_0(x) = u', \quad \int x J_0(x)\,dx = x J_1(x) + C \quad (23)$$

$$\int x^3 J_0(x)\,dx = x^3 J_1(x) - 2\int x^2 J_1(x)\,dx + C. \quad (24)$$

...in $\int x^2 J_1(x)\,dx$ jetzt $x^2 = u$ und $J_1(x) = v'$ und beachtet die im ... angegebene Lösung für $\int J_1(x)\,dx = -J_0(x)$, so erhält man

$$\begin{aligned}\int x^3 J_0(x)\,dx &= x^3 J_1(x) - 2\{-x^2 J_0(x) + 2\int x J_0(x)\,dx\} \\ &= x^3 J_1(x) + 2x^2 J_0(x) - 4x J_1(x) + C. \end{aligned} \quad (24a)$$

Ebenso findet man

$$\begin{aligned}\int x^5 J_0(x)\,dx = {} & x^5 J_1(x) + 4x^4 J_0(x) - 16 x^3 J_1(x) - 32 x^2 J_0(x) \\ & + 64 x J_1(x) + C. \end{aligned} \quad (25)$$

Das bestimmte Integral hat dann die Lösung

$$\int_0^u x^5 J_0(x)\,dx = u^5 J_1(u) + 4u^4 J_0(u) - 16 u^3 J_1(u) - 32 u^2 J_0(u) + 64 u J_1(u). \quad (26)$$

Das dritte Integral der Gl. (20) wird hiermit, wenn man den Faktor $\frac{c_2^4}{4!}$ zunächst nicht berücksichtigt,

$$\begin{aligned}\frac{1}{u^6}\int_0^u x^5 J_0(x)\,dx = \int_0^1 r^5 J_0(ur)\,dr = {} & \frac{J_1(u)}{u} + 4\frac{J_0(u)}{u^2} - 16\frac{J_1(u)}{u^3} \\ & - 32\frac{J_0(u)}{u^4} + 64\frac{J_1(u)}{u^5}. \end{aligned} \quad (27)$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Mit den im *Jahnke-Emde* angegebenen Gleichungen

$$J_{\lambda-1}(z) - J_{\lambda+1}(z) = \frac{2\lambda}{z} J_\lambda(z) \quad \text{und} \quad J_\lambda(z) = \frac{\left(\frac{1}{2}z\right)^\lambda}{\lambda!} \cdot \Lambda_\lambda(z)$$

geht Gl. (27) über in

$$\int r^m J_0(u r)\, dr = \frac{1}{2}\left[\frac{1}{1}\Lambda_1(u) - \frac{2}{2}\Lambda_2(u) + \frac{1}{3}\Lambda_3(u)\right]. \tag{28}$$

Ein Vergleich mit den Lösungen der Integrale für $m = 0, 1, 2, \ldots$ zeigt, daß die Zählerkoeffizienten der Gl. (28) die Koeffizienten der binomischen Reihe sind, während die Nennerkoeffizienten gleich λ sind, wenn λ die Ordnung der Funktion Λ_λ ist.

Die allgemeine Lösung ist also

$$\int_0^1 r^{2m+1} J_0(u r)\, dr = \frac{1}{2}\left[\Lambda_1(u) - \binom{m}{1}\frac{1}{2}\Lambda_2(u) + \binom{m}{2}\frac{1}{3}\Lambda_3(u) - \cdots \pm \frac{\Lambda_{m+1}(u)}{m+1}\right] = \frac{1}{2}\sum_{q=0}^{m}(-1)^q\binom{m}{q}\frac{\Lambda_{q+1}(u)}{q+1}.$$

Damit ist also das Sekundärdiagramm [illegible] zu berechnen. Es hängt davon abhängig, nach welchem Glied [illegible] abbricht. Wir beschränken uns hier auf die ersten vier Glieder [illegible] Gl. (19) eingesetzt ergibt für das Richtdiagramm

$$R(u) = \pi a^2 A\left\{\Lambda_1(u) - \frac{c_1^2}{2!}\left[\Lambda_3(u) - \Lambda_2(u) + \cdots\right] - \frac{c_2^2}{6!}\left[\Lambda_1(u) - \frac{3}{2}\Lambda_2(u) + \cdots\right]\right.$$

In Hauptstrahlrichtung $u = 0$ ist die [illegible] mit $\Lambda(0)$

$$R(0) = \pi a^2 A\left\{1 - \frac{c_1^2}{2!}\left(1 - \frac{1}{2}\right) + \frac{c_2^4}{4!}\left(1 - 1 + \frac{1}{3}\right) - \frac{c_3^6}{6!}\left(\cdots\right.\right.$$

Das normierte Diagramm ist dann

$$R_{\mathrm{rel}}(u) = \frac{R(u)}{R(0)} \quad \text{[illegible]}$$

gültig für [illegible] $(c_1 \cdot r) = (c_2 \cdot r) = \cdots$
$\Lambda_1(u)$ bis Λ_n [illegible] Werte $0 \le u \le 10$.

Das Ergebnis [illegible] ist in Bild 5 graphisch [illegible] des Primärdiagramms mit [illegible] genau $n = 4$ erhält man angenähert

$$R(u) \approx \pi a^2 (c_4 \cdot r) \approx 1 - (c_4 \cdot r)^2 + \frac{2^3}{4!}(c_4 \cdot r)^4 - \frac{2^5}{6!}(c_4 \cdot r)^6 \tag{33}$$

mit einem Fehler von $\Delta y < 5 \cdot 10^{-3}$ **im Bereich $0 \le \varphi \le \frac{\pi}{3}$.**

Nach Gl. (14) ist dann $c_4 = \arccos 54° = 0{,}943$.

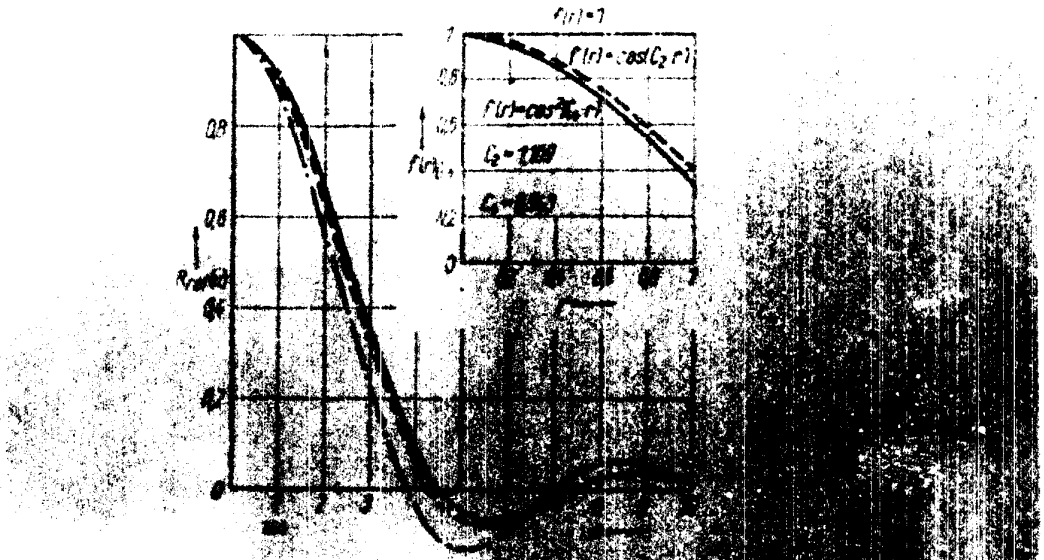
Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

... man erhält

$$\ldots 0{,}4\,A_1(u) \ldots 0{,}3583\,A_1(u) + 0{,}0889\,A_1(u) + 0{,}0123\,A_1(u). \quad (34)$$

... rdiagramm $G_p(\varphi) = 10\cos^4\varphi$ und $\varphi_a = 54°$. Das Ergebnis ... falls in Bild 5 grafisch dargestellt. Gleichzeitig ist das Dia- ... ige Ausleuchtung mit eingezeichnet. Die Sekundärcharakte- ... mehr für jedes geradzahlige n und jeden beliebigen Öffnungs- ... ermittelt werden. Durch Haltestützen, Speisekabel, Halterung der



... Darstellung der normierten ... abnehmende Aus...

... n Teil der Primärstrahlung so ver... nicht ausgeleuchtet wird. Da die ... ist nicht bekannt ist, soll nur der ... ermittelt werden. Es wird als grobe Näherung ... he mit nicht ausgeleuchtetem Mittelteil angenom...

$$\ldots 2\pi u^2 \int J_0(u\,r)\,r\,dr = \frac{2\pi u^2}{u^2} \int_{r=\ldots}^{u} r\,J_0(x)\,dx, \quad (35)$$

$$\ldots \frac{2\pi u^2}{u^2}\left[u\,J_1(u) \ldots b\,u\,J_1(b\,u)\right], \quad (36)$$

$$\ldots \frac{R(u)}{R(0)} \ldots \left[u \ldots u^2 A_1(b\,u)\right]. \quad (37)$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Ist die Fläche vollkommen gleichmäßig ausgeleuchtet, also $b = 0$, so erhält man das bekannte Diagramm

$$R_{\mathrm{rel}}(u) = J_1(u)\,. \tag{38}$$

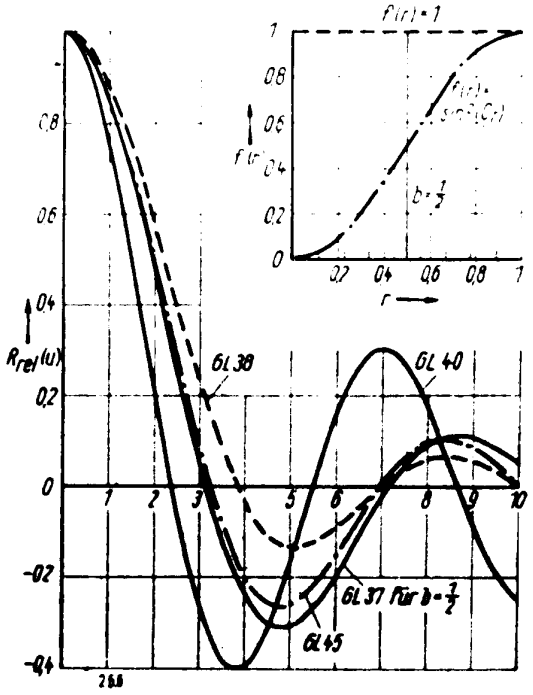


Bild 6. Grafische Darstellung der normierten Diagramme für nach dem Rande hin zunehmende Ausleuchtungen

Wird der ausgeleuchtete Ring immer schmaler, so muß man bei $b \to r$ den Grenzübergang durchführen und erhält für das Diagramm eines unendlich schmalen Ringes

$$\left.\begin{aligned} \lim_{b\to 1} R(u) &= \lim_{b\to 1} \frac{2\pi a^2}{u^2}\Big[u\,J_1(u) - b\,u\,J_1(b\,u)\Big] \\ &= \lim_{b\to 1} -\frac{2\pi a^2}{u^2}\,u\left\{J_1(b\,u) + b\,u\left[J_0(b\,u) - \frac{J_1(b\,u)}{b\,u}\right]\right\}. \end{aligned}\right\} \tag{39}$$

Nach einer elementaren Umformung und Division durch $R(0)$ erhält man

$$R_{\mathrm{rel}}(u) = J_0(u)\,. \tag{40}$$

Das ist aber das bekannte Diagramm eines gleichmäßig belegten Ringes [9]. In Bild 6 sind die beiden Grenzfälle Gl. (38) für die gleichmäßig belegte Fläche und Gl. (40) für den gleichmäßig belegten Ring eingezeichnet. Alle Zwischenwerte für $0 < b < 1$ sind aus Gl. (37) zu entnehmen. Diese Diagramme sind eine Kurvenschar zwischen den in Bild 6 angegebenen Grenzen. Für $b = 0{,}5$ ist das Diagramm mit eingezeichnet.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Für ein Primärdiagramm nach Bild 7 erhält man eine Ausleuchtung der Form $f(r) = A \sin(c \cdot r) = A \cos\left(\frac{\pi}{2} - c \cdot r\right)$. Da das Minimum meist nicht so scharf ausgeprägt ist, wird man mit besserer Annäherung

$$f(r) = A \sin^2(c \cdot r) = A \cdot [1 - \cos^2(c \cdot r)] \tag{41}$$

setzen.

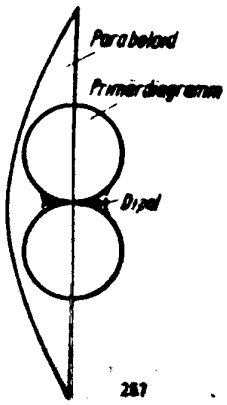


Bild 7. Ausleuchtung $f(r) = A \sin(c \cdot r)$

Gl. (5) wird dann mit Gl. (41)

$$E(u) = 2\pi a^2 A \int_0^1 [1 - \cos^2(c_2 r)] \cdot J_0(u r)\, r\, dr \tag{42}$$

$$E(u) = 2\pi a^2 A \left\{ \int_0^1 r J_0(u r)\, dr - \int_0^1 \cos^2(c_2 r) \cdot J_0(u r)\, r\, dr \right\}, \tag{43}$$

$$\left.\begin{aligned} E(u) = \pi a^2 A \Big\{ & c_2^2 \left[\Lambda_1(u) - \frac{1}{2} \Lambda_2(u) \right] - \frac{2^2}{4!} c_2^4 \left[\Lambda_1(u) - \Lambda_2(u) + \frac{1}{3} \Lambda_3(u) \right] \\ & + \frac{2^3}{6!} c_2^6 \left[\Lambda_1(u) - \frac{3}{2} \Lambda_2(u) + \Lambda_3(u) - \frac{1}{4} \Lambda_4(u) \right] \Big\}, \end{aligned}\right\} \tag{44}$$

$$R_{\mathrm{rel}}(u) = 1{,}527\, \Lambda_1(u) - 0{,}2840\, \Lambda_2(u) - 0{,}0123\, \Lambda_3(u) - 0{,}2306\, \Lambda_4(u). \tag{45}$$

Das Diagramm Gl. (45) ist ebenfalls in Bild 6 eingezeichnet.

Defokussierung

Um eine Diagrammschwenkung zu ermöglichen, muß der Primärstrahler außerhalb des Brennpunktes angeordnet werden. Eine naheliegende Lösung ist in Bild 8 dargestellt. Der Dipol ist neben dem Symmetrieglied angeordnet und über eine

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

kurze Doppelleitung mit diesem verbunden. Es wurde nun ermittelt, daß bei dieser Defokussierung der der Parabolnormale naher liegende Nebenzipfel hochschießt, und zwar bei äquatorialer Defokussierung mehr als bei meridionaler [4]. Dadurch kam man von der Defokussierung in Richtung des H-Vektors ab und gelangte zu einem Sperrtopfdipol (Bild 9) mit elektrischer Defokussierung, d. h. der Schwerpunkt der Strahleranordnung liegt nahezu in der Kabelachse [1]. Man erreicht durch unvollständige Symmetrierung unterschiedliche Anregung der beiden

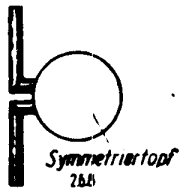


Bild 8. Anordnung des Dipols neben dem Symmetrierglied

Dipolhälften, so daß der Strahlermittelpunkt in Richtung des E-Vektors verschoben wird. Gleichzeitig macht sich ein Abheben des Primärdiagramms von der Symmetrieachse bemerkbar. Dadurch hat die Ausleuchtung des Paraboloids nicht mehr in Spiegelmitte ihr Maximum, was gleichbedeutend mit einem linearen Phasenfehler ist und ebenfalls zur Diagrammschwenkung führt. Dieser Dipol ist sowohl bezüglich der Anpassung als auch der Defokussierung nur für Schmalband-

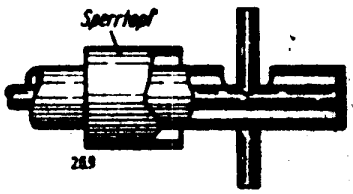


Bild 9. Darstellung des Sperrtopfdipols mit elektrischer

betrieb verwendbar ($f \approx \pm 3\,\%$) [1]. Bei $p \gg \lambda$ ist die Rückwirkung auf die Impedanz des Dipols nur gering:

$$R' = R_0\left(1 - 3\,j\frac{e^{-j\,k\,p}}{k\,p}\right). \cdot \quad [4]$$

R' Dipoleingangswiderstand mit Spiegel,
R_0 Dipoleingangswiderstand ohne Spiegel,
k $\frac{2\pi}{\lambda}$,

$\frac{p}{2} = f$ Brennpunktabstand vom Spiegelscheitel.

Diese Eigenschaft wird man ausnutzen, um die Richtantenne für Breitbandbetrieb auszulegen. Der Dipol ist also breitbandig zu symmetrieren und zu kompensieren. Die Symmetrie muß bei Frequenzänderung erhalten bleiben, da anderen-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

falls das Diagramm frequenzabhängig schielt. Man wählt dann symmetrische Anordnungen (Bild 10). Um noch breitbandig kompensieren, muß der Wellenwiderstand der Kompensationsleitung Z_k der Bedingung $R_F^2 = Z_k \cdot Z_A$ [6] genügen, wobei Z_A der Wellenwiderstand und R_F der Fußpunktwiderstand des Primärstrahlers sind. Da beim $2 \cdot \lambda/4$-Dipol $R_F \approx 70\,\Omega$ und Z_A selbst bei einem Schlankheitsgrad von $L/\Phi = 10$ nach $Z = 120 \ln L/\Phi = 66\,\Omega$ noch 150 Ω beträgt, ermittelt man für $Z_k \approx 33\,\Omega$. Dieser Wellenwiderstand ist bei der Ausführung als Doppelleitung schon nicht mehr spannungsfest realisierbar. Da-

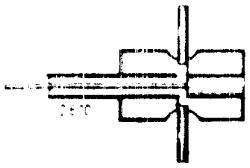


Bild 10. Anwendung vollsymmetrischer Anordnungen

mit scheidet die Symmetrierschleife aus, wenn man hohe Leistungen übertragen will. Arbeitet man im Gebiet $\lambda < 20$ cm, so wird auch der Symmetriertopf sehr ungünstig in seinen geometrischen Abmessungen. Ein Topf großen Durchmessers ist zwar spannungsfest, aber er verdeckt einen erheblichen Teil des Strahlers, so daß weder das berechnete Strahlungsdiagramm noch der errechnete Fußpunktwiderstand mit Sicherheit auftreten. Aus diesem Grunde ist selbst dem Speisekabeldurchmesser

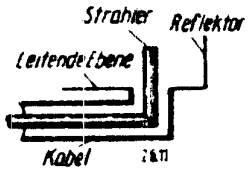


Bild 11. λ/4-Strahler über leitender Ebene

eine obere Grenze gesetzt, die bei $\lambda \approx 8$ cm bei etwa $D_i = 10$ mm liegt. Bedenkt man weiter, daß die Halterung der Staubkappe usw. einen breiten Schatten in den Spiegel werfen, so ist man gezwungen, den Winkel ψ_a des Spiegels groß zu wählen, was außer der ohnehin schon vorhandenen nicht ausgeleuchteten Mittelzone des Spiegels eine weitere Verringerung des Gewinns zur Folge hat. Die Verhältnisse bleiben im wesentlichen erhalten, wenn man einen Ganzwellendipol verwendet. Zusätzlich ist dann außer einer komplizierten Kompensation ein Trafo erforderlich.

Man kann nun die Breitbandsymmetrierung durch Verwendung eines unsymmetrischen Strahlers umgehen. *G. Dieckmann* hat den Einfluß einer Reflektorwand auf die Ortskurve eines $\lambda/4$-Strahlers über leitender Ebene untersucht und ohne Kompensation bei geeigneter Dimensionierung Schleifenbildung der Ortskurve festgestellt [7]. Diese Strahleranordnung hat bei dm-Wellen die Vorteile des einfachen Aufbaus und der Möglichkeit, dicke Speisekabel zu verwenden (Bild 11). Die Feldverteilung wird zwar bei zu großen Kabeldurchmessern auch

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

gestört, aber man kann bei $\lambda \approx 8$ cm ohne Nachteil bis auf $D_a = 16$ mm [illegible]. Durch einen konischen Übergang kann der Strahler sogar ohne Trafo [illegible] angepaßt werden. Nachteilig erscheint zunächst, daß sich das Vertikal[illegible] dieses Strahlers von der leitenden Ebene abhebt. Dieser Mangel kann aber [illegible] sprechende Schrägstellung des Strahlers behoben werden. Die Abhängigkeit [illegible] passung von der Verstimmung eines Strahlers nach Bild 11 ist in Bild 12 [illegible]

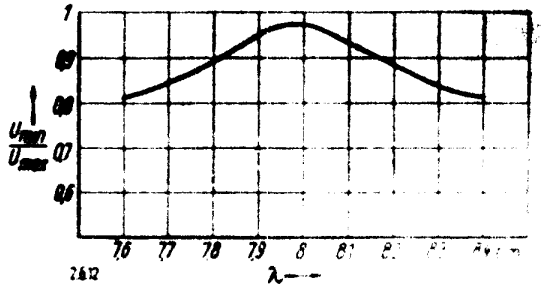


Bild 12. *Darstellung der Abhängigkeit der Anpas[illegible] Strahlers nach Bild [illegible]*

Zusammenstellung der wichtigsten Formelzeichen

A	Amplitude der Feldstärke in der Öffnungsebene
F	Öffnungsfläche
F_p	Brennpunkt
$G_p(0, 0)$	Gewinn des [illegible] in Hauptstrahlrichtung
$G_p(\varphi)$	Gewinnfunktion des [illegible]diagramms
$G_a(\varphi)$	Gesamtgewinnfunktion
$J_0(x)$	Besselfunktion [illegible] Null
$N_p(\Theta, \Phi)$	Leistungsfunktion des Primärstrahlers
a	Radius der Öffnungsfläche
c_μ	Öffnungsfaktor für Primärdiagramme der Ordnung
$f(r, \varphi')$	Feldstärkefunktion in der Öffnungsfläche in P[illegible]
$f(\xi, \eta)$	Feldstärkefunktion in der Öffnungsfläche in [illegible]
$f(\varrho, \varphi')$	Feldstärkefunktion in der Öffnungsfläche in P[illegible]
g	normierter Gesamtgewinn
k	$2\pi/\lambda$
n	Exponent der Primärcharakteristik
p	Abstand Leitlinie–Brennpunkt des Paraboloids
q	Ordnung, Parameter
r	normierter Spiegelradius
u	normierter Sekundärcharakteristikwinkel
Θ, Φ	Polarkoordinaten mit dem Primärstrahler im Ursprung
φ	laufender Öffnungswinkel
φ_a	Öffnungswinkel zum Radius a
ϑ, ϱ, r'	Polarkoordinaten eines Raumpunktes
v	Ordnung, Parameter
ξ, η	kart. Koordinaten in der Öffnungsebene
ϱ', φ	Polarkoordinaten in der Öffnungsebene

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Literatur

[1] *Silver, S.:* Microwave Antenna Theory and Design. McGraw-Hill, N. Y. 1949.

[2] *Zuhrt, H.:* Über die Anwendung des Kirchhoff-Huygheńsschen Prinzips auf elektromagnetische Strahlungsfelder mit Beispielen. Frequenz 1 (1947) Nr. 2, 3 und 2 (1948) Nr. 1.

[3] *Jahnke-Emde:* Tafeln höherer Funktionen. Teubner, Leipzig 1952.

[4] *Friese, K.:* Dimensionierungsgrundlagen von Richtantennen. AEÜ 1 (1947) 205—210.

[illegible], K.: Über Richtcharakteristiken von ebenen Strahlerflächen.

[illegible]: Theorie der Hochfrequenzschaltungen. Oldenbourg Verlag, [illegible]

[illegible] Fragen über Theorie und Technik von Antennen (1943).

[illegible] Symmetrierung und Transformation mit Koaxialleitungen. [illegible] 84 (1951) H. 93.

[illegible] Elektrische Wellen. Hanser Verlag, München 1948.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2.6 Besondere Probleme bei der Verstärkung ultrahoher Frequenzen

Ing. *Ch. Boden*, Radeberg

Seit einigen Jahren geht man immer mehr dazu über, Nachrichten aller Art über große Entfernungen mittels Richtfunkverbindungen (Hertzsche Kabel) zu übertragen, wobei die Trägerfrequenz gewöhnlich oberhalb von 1200 MHz liegt. Eine wesentliche Erweiterung der Anwendungsmöglichkeiten der Richtfunktechnik wurde dadurch erzielt, daß man versuchte, sie für die Übertragung von Fernsehsignalen einzusetzen. Damit vergrößerte sich jedoch gleichzeitig der Frequenzumfang des zu übertragenden Nachrichteninhaltes wesentlich. Für das in Mitteleuropa übliche 625zeilige Bild mit 25 Bildwechseln pro Sekunde benötigt man ein Frequenzband von ca. 5,5 MHz. Unter Zugrundelegung der CCIR-Norm kommt man sogar auf 7 MHz, wenn man den Tonträger in 5,5 MHz Abstand von der Bildfrequenz noch mit einschließt.

Als Modulationsart für derartige Richtfunkverbindungen hat sich in letzter Zeit mehr und mehr die Frequenzmodulation durchgesetzt. Während man bei Vielkanal-Telefonieübertragung für den Modulationsindex η Werte zwischen drei und fünf wählt, beschränkt man sich bei der Übertragung von Fernsehsignalen auf den Wert $\eta = 1$, damit die gesamte HF-Bandbreite nicht zu groß wird. Trotz dieser Einschränkung ergibt sich hier eine Bandbreite von 30 MHz bei einem Abfall von 3 db. Dieser Wert gilt lediglich für die Übertragung des Bildsignals. Für solche Bandbreiten kann man im allgemeinen noch bis zu Trägerfrequenzen von 4000 MHz Trioden verwenden. Mit den z. Z. in der DDR zur Verfügung stehenden Trioden erreicht man jedoch nur Frequenzen bis zu 1800 MHz.

Das Ziel des Vortrages soll es sein, einige allgemeine Probleme und deren Lösung zu zeigen, die sich bei der Dimensionierung von Verstärkeranordnungen für ultrahohe Frequenzen unter besonderer Berücksichtigung sehr großer Bandbreiten ergeben. Ehe auf die eigentliche Auslegung der Schaltungsanordnung, d. h. die Wahl des Kreisaufbaus, eingegangen wird, sollen noch einmal die grundsätzlichen Schwierigkeiten gezeigt werden, die die Verstärkung ultrahoher Frequenzen mittels intensitätsgesteuerter Verstärkeranordnungen mit sich bringen. Neben dem das rein elektronische Verhalten der Röhre bestimmenden Laufzeiteffekt sind die Schwierigkeiten hier dadurch gekennzeichnet, daß nicht so sehr der Amplitudenverlauf innerhalb der Verstärkerstufe von Bedeutung ist wie vielmehr der Phasenverlauf. Eine geringe Amplitudenänderung stört nicht; sie wird in der empfangsseitigen Begrenzerstufe ausgeglichen. Eine große Amplitudenänderung innerhalb des Übertragungsbandes stört jedoch insofern, als der Begrenzer auf den Wert der kleinsten Amplitude eingestellt werden muß, so daß die Amplituden im Bereich größerer Verstärkung stark abgeschnitten werden, was einem beträchtlichen Verstärkungsverlust gleichkommt.

Wie bereits erwähnt, wird das Verhalten der verwendeten Elektronenröhre, in diesem Falle einer Triode in Gitter-Basis-Schaltung, im wesentlichen dadurch be-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

...dem gewählten Frequenzgebiet die Flugzeit der Elektronen von ... zur anderen nicht mehr klein ist im Vergleich zur Periodendauer ... Wechselspannung. Die sogenannte Laufzeiterscheinung wird ... durch den Laufzeitwinkel α. Diese Laufzeit hat nämlich zur Folge, ... Wechselspannung beim Austritt eines Elektrons aus dem Feld ... als beim Eintritt. Je nach der Startphase kann es von dem ... ...feld beschleunigt oder verzögert werden. Bei ... Energie dem angelegten elektrischen Feld entzogen ... Durch eine Mittelwertbildung über alle in einer ... Elektronen ergibt sich die Energiebilanz, ... Feld Energie zugeführt oder entzogen wird. ... hängig, ob das Elektron selbst überhaupt ... Im Gegensatz zu den quasistationären ... für den Energieaustausch maßgebend ... ungen der mit der Elektronenbewegung ... daß bei ultrahohen Frequenzen ... ihre selbst bei negativer Vorspannung ... fen kann, ein Hochfrequenz... ...rechender Leistungsverbrauch ... versagt.

... Laufzeitwinkels ergibt sich ...

$$\vartheta_{0k} = \omega \tau_{0k} = \omega \frac{3 d_{gk}}{\sqrt{\frac{2 e}{m} \cdot U_{gk}}}$$

... Maß für die Elektronen...

...stellt man:

(2a)

(2b)

... Katoden- und die Gitter-Anoden-... stellt für eine Anodenspannung von ... = 0 V. Es ist daraus sofort ersichtlich, ... Gitter-Katoden-Raum in Erscheinung tritt, ... Elektronen besonders klein ist.

... ströme in der Röhre kommt man zu der Er... Frequenzen die Gitter-Basis-Schaltung der sonst

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

gebräuchlichen Katoden-Basis-Schaltung überlegen ist, da hier die Belastung des Eingangskreises erheblich kleiner ist. Das Verhalten der Röhre bei Gitter-Basis-Schaltung und bei Katoden-Basis-Schaltung ist von *Kleen* eingehend untersucht worden (Bild 2). Bei Gitter-Basis-Schaltung fließt der gesamte Influenzstrom I_{igt}

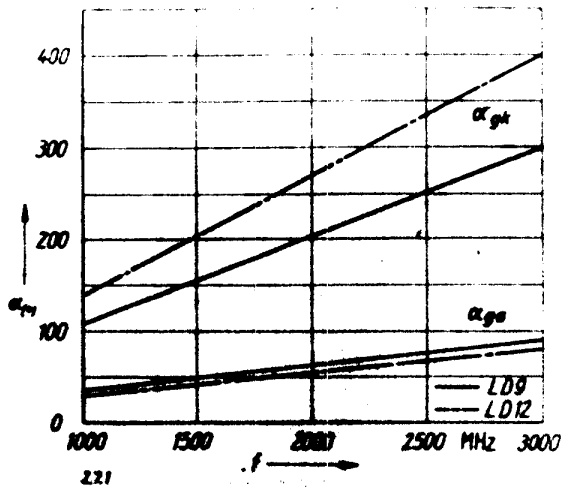


Bild 1. Laufzeitwinkel α in Abhängigkeit von der Frequenz für die Röhren LD 12 und LD 9 für die Gitter-Anoden- und Gitter-Katoden-Strecke, bei U_a = 600 V und 1500 V

zum Gitter. Im Gitter-Anoden-Kreis wird durch den Elektronenkonvektionsstrom, der durch die Gitterebene hindurchtritt, ein Influenzstrom I_{iga} erzeugt

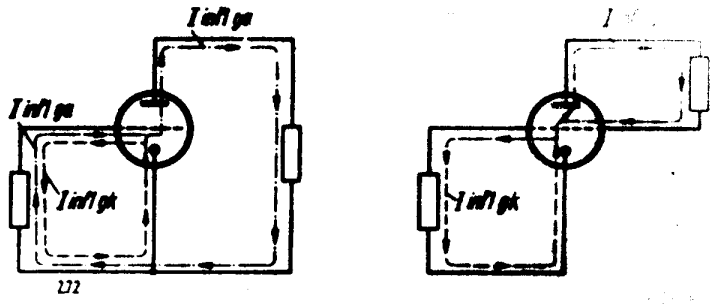


Bild 2. Die Influenzströme in der Triode bei Katoden-Basis- und bei Gitter-Basis-Schaltung

den äußeren, zwischen diesen Elektroden liegenden Kreis zum Gitter zurückkehren. Bei der Katoden-Basis-Schaltung fließt durch den Eingangskreis zunächst gegebenenfalls der gesamte Influenzstrom I_{igk}. Der im Gitter-Anoden-Raum entstehende Influenzstrom I_{iga} kann zum Gitter jedoch nur über den Eingangskreis zurückfließen. Er hat in diesem die entgegengesetzte Richtung wie I_{igk}.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

ung des
r-Basis-
ersucht
om I_{igt}

...erkennt also, daß bei der Gitter-Basis-Schaltung der Eingangskreis durch
... $= I_{igs}$ belastet wird, während bei der Katoden-Basis-Schaltung I_{ein} =
... $= I_{igs}$ ist.

Das einfachere Verhalten zeigt demnach die Gitter-Basis-Schaltung. Bei längeren ...llen gibt man jedoch der Katoden-Basis-Schaltung den Vorzug, da in diesem ...gebiet der Influenzstrom gleich dem Konvektionsstrom ist und somit ... $= I_{igs} = I_s$. Dann fließt im Eingangskreis nur noch ein reiner Blindstrom, ... durch die Kapazität C_{gs} bestimmt ist. Die Steuerung erfordert also keine ...ung. Im Gegensatz dazu ist wiederum bei niedrigen Frequenzen in der ...-Basis-Schaltung $I_{ein} = I_{igs} = I_s$, d.h., der Eingang ist durch den ge-...Konvektionsstrom belastet. Es erscheint also parallel zum Eingangskreis ...tielle innere Leitwert der der Gitter-Katoden-Strecke äquivalenten ... die Steuerung erfordert eine Wirkleistung. Bei hohen Frequenzen ist ...komponente des Eingangstromes auch bei Katoden-Basis-Schaltung

Bild 3. Vierpol-Ersatzschaltbild ... Verstärkerröhre in Gitter-Basis-Schaltung

wegen $I_{igk} \neq I_{igs}$ nicht mehr gleich Null, so daß auch hier eine Steuerleistung erforderlich wird. Im Gebiet der ultrahohen Frequenzen wird dann $I_{igk} < I_{igs}$, so daß die Gitter-Basis-Schaltung der Katoden-Basis-Schaltung in diesem Gebiet überlegen wird.

Infolge der Phasenverschiebung des Anodenwechselstromes gegen die Steuerspannung, der Hauptwirkung der Elektronenlaufzeit, werden die elektrischen Röhrenleitwerte und die Steilheit komplex, was die qualitative Behandlung der Probleme wesentlich erschwert. Hinzu kommt noch, daß die Ermittlung des Laufzeitwinkels α nur für kleine Aussteuerungsamplituden in der oben angegebenen Form richtig ist. Für große Aussteuerungsamplituden ist infolge der großen Schwierigkeit des Problems eine geschlossene analytische Darstellung nicht möglich. Man ist hier noch auf eine relativ komplizierte graphische Ermittlung der einzelnen Faktoren angewiesen.

Um einen Überblick über die Schwierigkeiten der rechnerischen Erfassung des Verstärkungsfaktors zu vermitteln, soll kurz eine unter gewissen Vernachlässigungen gewonnene Endgleichung angegeben werden, ohne näher auf deren Zustandekommen einzugehen, da dies nicht unmittelbar mit dem eigentlichen Thema zusammenhängt. Ausgehend von dem in Bild 3 dargestellten Ersatzschaltbild erhält man folgende Verstärkungsgleichung:

$$\mathfrak{V} = \frac{\mathfrak{Z} + \mathfrak{Y}_{ka}}{\mathfrak{Y}_{ga} + \mathfrak{Y}_{ka} + \mathfrak{G}_{ga}}. \qquad (3)$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Bei Einführung dreier Hilfsgrößen $\mathfrak{A}$, $\mathfrak{B}$, $\mathfrak{C}$, die durch folgende Gleichungen definiert sind:

$$\mathfrak{A} = \frac{e}{m} \cdot \frac{J_0}{\varepsilon_0^2} \cdot \frac{1}{\omega^4} \left[j \left\{ \frac{x_{\vartheta a}^3}{6} - \frac{\gamma}{4} x_{\vartheta a} x_{\vartheta k}^2 + \frac{1}{2} x_{\vartheta a} x_{\vartheta k}^2 + x_{\vartheta a} + x_{\vartheta a} \cdot e^{-j x_{\vartheta a}} \right\} \right.$$
$$\left. - 2(1 - e^{-j x_{\vartheta a}}) \right]. \qquad (4)$$

$$\mathfrak{B} = \frac{e}{m} \cdot \frac{J_0}{\varepsilon_0^2} \cdot \frac{1}{\omega^4} \left[\left\{ 1 + j \frac{2}{x_{\vartheta k}} \cdot \left(1 - j \frac{2}{x_{\vartheta k}} \right) e^{-j x_{\vartheta a}} \right\} \left\{ 1 - (1 - j x_{\vartheta k}) e^{-j x_{\vartheta k}} \right\} \right.$$
$$\left. + \left\{ 1 - (1 + j x_{\vartheta k}) e^{-j x_{\vartheta k}} \right\} \left\{ 1 - \frac{j}{x_{\vartheta a}} \left(1 - e^{-j x_{\vartheta a}} \right) \right\} \right]$$

$$\mathfrak{C} = \frac{e}{m} \cdot \frac{J_0}{\varepsilon_0^2} \cdot \frac{1}{\omega^4} \left[j \frac{x_{\vartheta k}^3}{6} + j x_{\vartheta k} (1 + e^{-j x_{\vartheta k}}) - 2 (1 - e^{-j x_{\vartheta k}}) \right].$$

lassen sich $\mathfrak{S}$, $\mathfrak{V}_{\vartheta a}$ und $\mathfrak{V}_{\vartheta k}$ nach folgenden Formeln berechnen

$$\mathfrak{S} = \frac{1}{1 + D} \frac{\mathfrak{B}}{\mathfrak{A}\mathfrak{C}},$$

$$\mathfrak{V}_{\vartheta a} = -\frac{1}{\mathfrak{A}},$$

$$\mathfrak{V}_{\vartheta k} = \frac{D}{1 + D} \cdot \frac{\mathfrak{B}}{\mathfrak{A}\mathfrak{C}} = D \, \mathfrak{S} \mathrel{\widehat{=}} 1/\mathfrak{R}_i.$$

Setzt man diese in Gl. (3) ein, so erhält man für die (komplexe) Verstärkung

$$\mathfrak{B} = \frac{\frac{1}{1 + D} \frac{\mathfrak{B}}{\mathfrak{A}\mathfrak{C}} + \frac{D}{1 + D} \frac{\mathfrak{B}}{\mathfrak{A}\mathfrak{C}}}{\mathfrak{G}_{\vartheta a} - \frac{1}{\mathfrak{A}} + \frac{D}{1 + D} \frac{\mathfrak{B}}{\mathfrak{A}\mathfrak{C}}}.$$

Es bedeuten:

J_0 konstanter Anteil des Stromes (Anoden-Gleichstrom)
ε_0 $8{,}85 \cdot 10^{-14}\,\mathrm{AsV^{-1}\,cm^{-1}}$ Dielektrizitätskonstante des Vakuums

Der Ausdruck γ ist ein wesentliches Maß für die auftretende Gitterfeh... wird bestimmt durch das Gleichspannungs- und Laufzeitwinkelverhält...

$$\gamma = \sqrt{\frac{U_a}{U_{St}} - 1} - \frac{\alpha_{\vartheta a}^2}{\alpha_{\vartheta k}^2} - 1. \qquad (11)$$

Mit Hilfe dieser Gleichungen wurde für die Röhre LD 12 der Verstärkungsfaktor ... errechnet. Das Ergebnis ist in Bild 4 dargestellt. Es ist zu bemerken, daß es sich ... bei diesem Ergebnis lediglich um den Verstärkungsvorgang innerhalb der Röhre ... handelt. Zur Beurteilung einer Verstärkeranordnung im Höchstfrequenzgebiet ... hinsichtlich ihres Verstärkungsfaktors ist jedoch noch die Berücksichtigung der ... Schalt- und Koppelelemente unbedingt erforderlich. Um sämtliche Größen ... erfassen, die bei Verstärkung in diesem Frequenzgebiet einen Einfluß haben, ... man den sogenannten Gütefaktor G_S eingeführt. Als Gütefaktor bezeichnet ... das Produkt aus Leistungsverstärkung und Bandbreite. Dann gilt:

$$G_S = G_R \cdot G_K. \qquad (...$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Das Leistungsverstärkungs-Bandbreiteprodukt einer Röhrenschaltung hängt somit von zwei Faktoren ab. Der erste, G_R, ist allein eine Funktion der Arbeitswerte der Röhre. Der zweite, G_K, ist bestimmt durch die Eigenschaften des Schwingungskreises einschließlich der ihn belastenden Röhrenkapazitäten.

Die eben dargestellten Probleme lassen es fast unmöglich erscheinen, auf rein numerischem Wege eine Verstärkerschaltung zu dimensionieren.

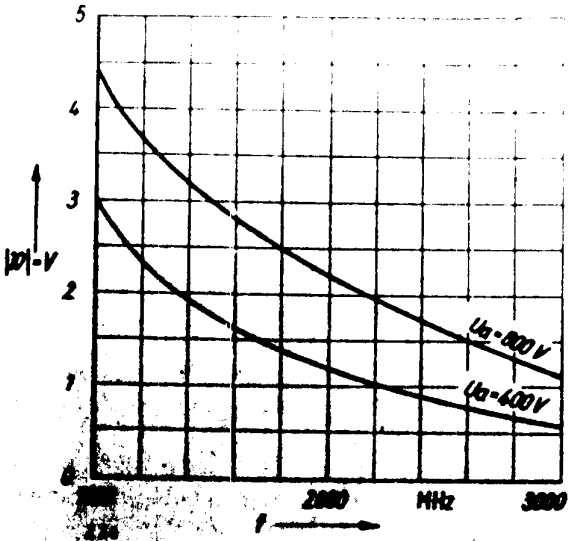


Bild 4. Verstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz für die Röhre LD 12

Nach diesen Darstellungen, die deutlich die veränderte Situation gegenüber den Verstärkerschaltungen der klassischen Hochfrequenztechnik erkennen lassen, sollen die Probleme, die sich bei der Verstärkungsanordnung zur Übertragung breiter Frequenzbänder ergeben, näher untersucht werden.

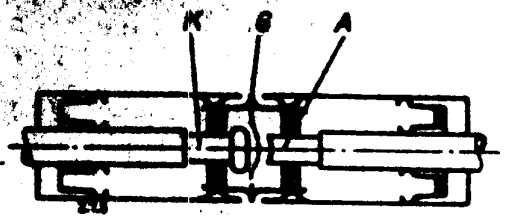


Bild 5. Koaxiale Leitungskreise mit Scheibentriode

Es erscheint zunächst naheliegend, als Resonanzkreise konzentrische Leitungskreise zu verwenden, zumal die technische Gestaltung der Triode als Scheibenröhre dem wesentlich entgegenkommt. Ein Schema ist in Bild 5 dargestellt. Hier werden die konzentrierten Kapazitäten der Röhre, die eingangsseitig zwischen Katode und Gitter bzw. ausgangsseitig zwischen Gitter und Anode liegen, durch ein kurzes Leitungsstück, das im wesentlichen als Induktivität wirkt und außen an die Röhre angeschlossen wird, zu einem Schwingkreis ergänzt.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2 2

Bereits die Auslegung des Eingangskreises bereitet die ersten Schwierigkeiten, da man hier aus verschiedenen Gründen nicht ohne weiteres die Resonanzmethode anwenden kann, bei der die volle an den Eingangsklemmen der Anordnung angelegte Spannung dem Gitter der Röhre zugeführt wird, wobei von Transformationen, die durch die technische Gestaltung erforderlich sind, abgesehen wird. Bild zeigt einen derartigen Aufbau. Die axial verschiebbare Kurzschlußbrücke ist galvanisch angekoppelt, und zwar

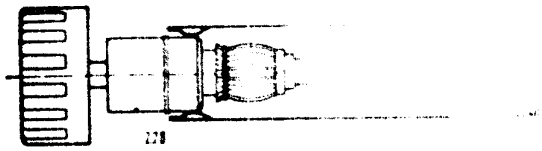


Bild 6. Verstärkereingangskreis nach dem

rohr des Eingangskreises Kontakt gibt. Mit Hilfe des Kurzschlußschiebers kann die Energieleitung an die werden.

Bei Verwendung der Leistungsröhren LD 12 oder des nachfolgenden Verstärkers bereits eine erhe

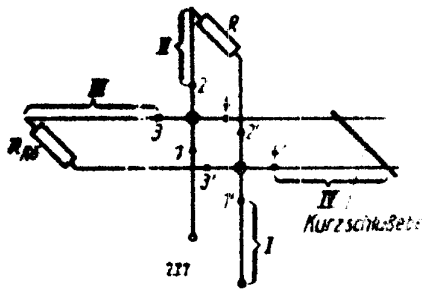


Bild 7. Ersatzschaltbild eines Eingangskreises für UHF-Verstärker

daß bei Anwendung der eben beschriebenen Resonanzmethode am Gitter der Röhre eine erhebliche Wechselspannung steht. Dies führt einerseits zu Instabilitäten, hervorgerufen durch thermische Effekte, und erfordert zum anderen in den meisten Fällen eine zusätzliche Neutralisation, die im allgemeinen durch Anwendung der Gitter-Basis-Schaltung überflüssig wird. Diese Neutralisation wirkt selbstverständlich der Forderung nach einer gewissen Breitbandigkeit entgegen und wird dann besonders schwierig, wenn Ein- und Ausgangskreis im selben Modus abgestimmt sind. In der Praxis haben sich hier zwei Ausführungen bewährt, die bei erträglichen Leistungsverlusten eine gute Anpassung der einzelnen Verstärkerstufen untereinander bei einer großen Breitbandigkeit ermöglichen. Der Röhreneingang ist hier dem 70-Ω-Abschlußwiderstand parallelgeschaltet.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Bei dem in Bild 7 gezeigten schematischen Aufbau [illegible] denkt man sich zunächst einmal die beiden Leitungen *III* [illegible] als nicht vorhanden. Bildet man die Leitungen *I* und *II* [illegible] widerstandsgleich aus und erfüllt die Bedingung $R = Z$, so ist das [illegible] angepaßt. Gleichzeitig ist damit die Energieleitung, die vom Oszillator [illegible] vorhergehenden Verstärker kommt, reflexionsfrei abgeschlossen. An den Klemmen *3* und *3'* wird nun eine Transformationsleitung (*III*) angeschlossen, die mit dem

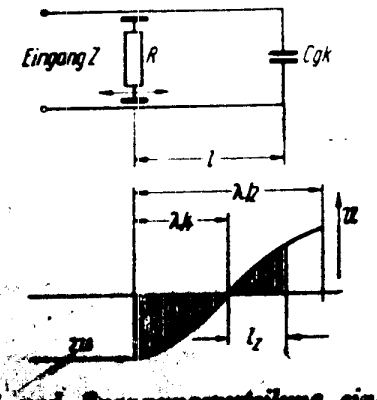


Bild 8. Ersatzschaltbild und Spannungsverteilung eines Eingangskreises für UHF-Verstärker

komplexen Eingangswiderstand $\mathfrak{Z}_{Ro}$ abgeschlossen ist. Bei richtiger Dimensionierung der Leitungslänge wird der Röhreneingangswiderstand so an die Klemmen *3* und *3'* transformiert, daß er die Anpassung nicht stört. Die noch auftretenden Blindkomponenten werden durch die Kompensationsleitung (*IV*) ausgeglichen.

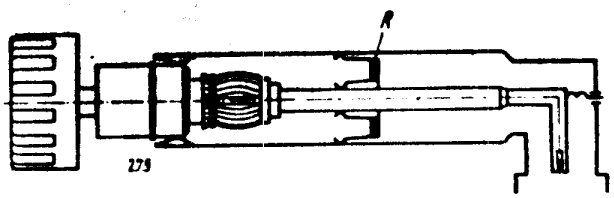


Bild 9. Schematische Darstellung eines Eingangskreises gem. Bild 8

Bei Frequenz- oder Röhrenwechsel kann durch Nachstimmen der Leitung *IV* in dem vorgesehenen Bereich immer Anpassung erzielt werden.

Bei dem in Bild 8 dargestellten Eingangskreis ist der Abschlußwiderstand R ebenfalls gleich dem Wellenwiderstand $Z = 70\ \Omega$ der Energieleitung. Damit ist die Energieleitung vom Generator her angepaßt. Voraussetzung ist jedoch, daß der Widerstand in einem Abstand $l = \lambda/4 - l_z$ (elektrisch ca. $\lambda/2$) vom Eingang der Röhre angebracht ist. Dadurch wird erreicht, daß sich der Röhreneingang derart parallel zum Abschlußwiderstand R transformiert, daß er groß gegenüber 70 Ω ist und deshalb die Anpassung nur unwesentlich stört. Bild 9 vermittelt einen Überblick über die technische Gestaltung dieses Eingangskreises. Der Abschluß-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

widerstand R sitzt hier im Innern einer Koaxialleitung und ist als Folie mit einem Flächenwiderstand von 377 Ω ausgebildet. Eine kapazitive Auftrennung am Gitterrohr ist erforderlich, um die Gittervorspannung nicht über den 70-Ω-Widerstand kurzzuschließen. Der Widerstand kann in der Koaxialleitung verschoben werden; dadurch ist man in der Lage, die für die Transformation jeweils erforderliche Länge l_2 einzustellen.

Bei der Berechnung des Verhältnisses der Spannung an den Eingangsklemmen zur Spannung am Gitter der Verstärkerröhre muß der Z-Sprung in der $\lambda/2$-Leitung

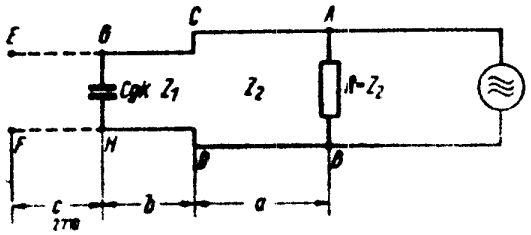


Bild 10. Leitungsersatzschaltung eines Eingangs...

(Bild 10) berücksichtigt werden. Weiter wird vorausgesetzt, daß der Spannungsknoten, von GH aus gerechnet, noch auf der Leitung vor dem Widerstand Z_1 liegt. Es muß also sein:

$$\lambda/4 < (c - b).$$

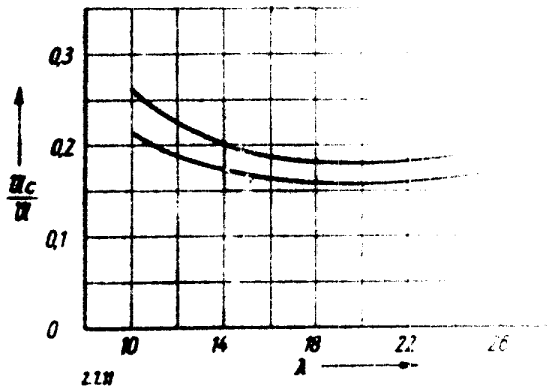


Bild 11. Abhängigkeit des Spannungsverhältnisses U_c/U eines Eingangskreises gem. Bild 8 von der Wellenlänge λ.

Die Spannung U_c, die am Gitter der Scheibentriode steht, ergibt sich dann aus folgender Gleichung:

$$U_c = U \frac{\sin \alpha\, l_2}{\sin \alpha\,(b - l_2) \sqrt{1 + \left(\frac{Z_2}{Z_1}\right)^2 \operatorname{ctg}^2 \alpha\,(b - l_2)}}, \qquad (13)$$

wobei $l_2 = a + b - \lambda/4$ ist. Auf eine Ableitung der Gleichung wird in diesem Rahmen verzichtet.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Um einen Überblick über die am Gitter der Verstärkerröhre [illegible] nungsamplitude zu bekommen, ist in Bild 11 das Verhältnis [illegible] von der Wellenlänge für verschiedene Werte der Gitter-Katoden-Kapazität [illegible] gestellt. Die Kurven gelten für die Scheibentriode LD 12. Der Wellenwiderstand Z_1 wird durch die Röhre selbst bestimmt und ist mit $Z_1 \approx 25\ \Omega$ anzusetzen. Der Wellenwiderstand Z_2 ist durch die verwendeten HF-Kabel mit $Z_2 = 70\ \Omega$ gegeben. Die Länge b ist ein reines Konstruktionsmaß und wird bestimmt durch die Röhrenfassung und die Länge des Röhrenelektrodenanschlusses. Es ist $b = 3$ cm. Bei Erfüllung der Anpassungsforderung ist es unmöglich, die maximale Spannung, die über dem Abschlußwiderstand R herrscht, an das Gitter der Röhre zu bringen.

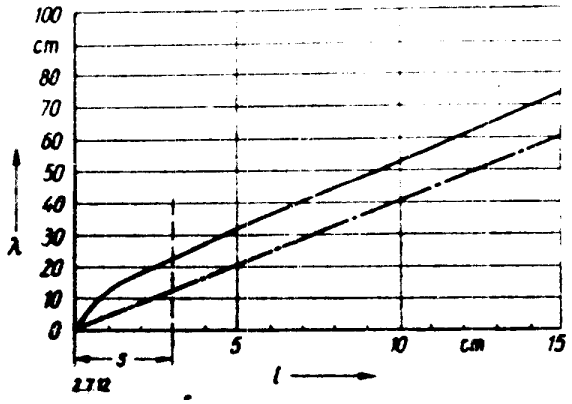


Bild 12. ***Abstimmlänge eines mit der Röhrenkapazität belasteten Schwingkreises für den λ/4-Modus***

merken ist noch, daß im dynamischen Betriebszustand der Röhre die Elek- kapazität C_{gk} teilweise durch den inneren Röhrenwiderstand kompensiert Dieser wird durch die Elektronenströmung dieser Strecke hervorgerufen hat induktiven Charakter. Eine Berechnung der noch wirksamen Kapazität schwierig, da relativ viel Faktoren eine wichtige Rolle spielen.

Ausgangsk[illegible] ergeben sich keine grundsätzlichen Schwierigkeiten, [illegible] werden, daß die Abstimmung im ersten Knoten, [illegible] die Bandbreite bei der Abstimmung in höheren [illegible]. Bei Abstimmung in höheren Knotenlagen wird [illegible] verkleinert und damit die übertragbare Band- [illegible] Kapazität ein Stück Leitung ersetzt, wird die [illegible] erheblich kleiner als λ/4. Für Schwing- [illegible] von $Z = 45\ \Omega$, wie er bei normal aufgebauten [illegible] durchaus üblich ist, erhält man unter [illegible] Röhrenkapazität (2,4 pF) die in Bild 12 dar- [illegible] punktiert gezeichnete Kurve gibt die Ab- [illegible] Schwingkreis an. In beiden Fällen sind verlust- [illegible] kennt aus Bild 12, daß für $\lambda < 22{,}5$ cm eine [illegible] nicht mehr möglich ist, wenn man nicht auf eine [illegible] staltung des Schwingungskreises und der Auskoppel-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

elemente verzichten will, da die Abstimmlänge aus konstruktiven Gründen den Wert S nicht unterschreiten kann.

Um einen Überblick über das Absinken der Bandbreite bei Abstimmung in einem höheren Knoten zu vermitteln, wird ein Ersatzschaltbild für den Resonanzfall aufgestellt (Bild 13). Hierin bedeutet $\ddot{u}$ einen Transformator vom Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_A}{R_i}}$. Da die Innenwiderstände der gebräuchlichen UHF-Röhren mindestens um eine Zehnerpotenz niedriger liegen als die Resonanzwiderstände

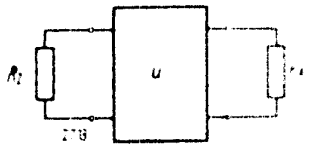


Bild 13. Ersatzschaltbild des belaste[te]

sorgfältig aufgebauter Koaxialkreise, kann der [Innenwiderstand] Kreises vernachlässigt werden. Ferner ist optima[l] gesetzt. Das Ersatzschaltbild kann man weiter[hin]

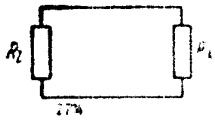


Bild 14. Ersatzschaltbild des belasteten [Ausgangskreises]

und R_A durch einen Widerstand R'_A ersetzt. Dies [wird] dargestellt.

Dazu parallel liegt nun die Parallelschaltung der [Kapazität] Eingangsblindwiderstand der Lecherleitung. Bei [Berücksichtigung]

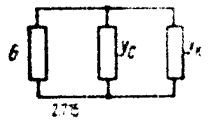


Bild 15. Ersatzschaltbild des belasteten Ausgangskreises

geht man der Einfachheit halber zum Stromersatzschaltbild über, [indem] und R'_A durch den Leitwert $G = \frac{2}{R_i}$. Dazu wird der Leitwert Y_C von C_{ges} und der Eingangsleitwert Y_k des Leitungskreises parallelgeschaltet. Bild 15 zeigt das entsprechende Ersatzschaltbild. Aus der Definition der Bandbreite geht hervor, daß an den Bandgrenzen

$$G = Y_C + Y_k \qquad (14)$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

sein muß. Bezeichnet man die relative Frequenzabweichung $\frac{\omega_g}{\omega_0}$ mit η, so wird

$$\omega_g = \frac{2\pi c}{\lambda_g} = \frac{2\pi c \eta}{\lambda_0},$$

und man erhält die Beziehung

$$G = \left| j\frac{2\pi c \eta}{\lambda_0} \cdot C_{ga} - j\frac{1}{Z \operatorname{tg} 2\pi\eta \frac{l}{\lambda_0}} \right| \tag{15a}$$

bzw.

$$GZ = \frac{2\pi c \eta}{\lambda_0} C_{ga} Z - \operatorname{ctg} 2\pi\eta \frac{l}{\lambda_0}. \tag{15b}$$

Da in dieser Gleichung die relative Frequenzabweichung η sowohl in einer linearen als auch in einer transzendenten Funktion auftritt, läßt sich die Gleichung nicht in geschlossener Form nach η auflösen.

Um den Einfluß der Parameter $\frac{l}{\lambda_0}$ und Z qualitativ zu erfassen, muß man entsprechende Vereinfachungen machen. Zunächst denkt man sich die Röhre kapazitätslos, d. h. der Leitungskreis erscheint unbeschwert. Damit vereinfacht sich die letzte Gleichung zu

$$G = \frac{1}{Z \operatorname{tg} 2\pi\eta \frac{l}{\lambda_0}}, \tag{16}$$

und nach η aufgelöst ergibt sich für die Abstimmung im ersten Knoten

$$\eta_1 = \frac{\lambda_0}{2\pi l} \operatorname{arc\,ctg}(\pm GZ). \tag{17}$$

Mit

$$\operatorname{arc\,ctg}(GZ) = A \tag{18}$$

erhält man in entsprechender Weise für die Abstimmung im n-ten Knoten

$$\eta_n = [A + \pi(n-1)] \frac{\lambda_0}{2\pi\left\{l + \frac{(n-1)}{2}\lambda_0\right\}}. \tag{19}$$

In Bild 16 sind die Werte für $n = 1$ bis $n = 5$ aufgetragen, wobei ein Wellenwiderstand von $Z = 100\,\Omega$ und $G = 4 \cdot 10^{-4}$ [S] entsprechend einem R_i von 5 kΩ angenommen ist.

Setzt man in die Ausgangsgleichung zur Bestimmung von η im ersten Knoten

$$\frac{\lambda_0}{l} = 4,$$

so erhält man

$$\eta = \frac{2}{\pi} \operatorname{arc\,ctg}(\pm GZ). \tag{20}$$

Bei konstantem G können die Werte von $G \cdot Z$ zwischen 0 und ∞ liegen, entsprechend der Größe von Z. Dabei durchläuft die Kurve von $\operatorname{arc\,ctg}(+GZ)$ die Werte von $\pi/2$ bis 0, die Kurve von $\operatorname{arc\,ctg}(-GZ)$ die Werte von $\pi/2$ bis π.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Für $Z = 0$ erhalten wir also

$$\eta = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\pi}{2} = 1.$$

Wegen $\eta = \frac{\omega_z}{\omega_0}$ wird somit $\omega_z = \omega_0$, d. h. die Bandbreite wird Null. Je weiter also arc ctg QZ von $\pi/2$ abweicht, um so mehr weicht η von 1 ab, um so größer der

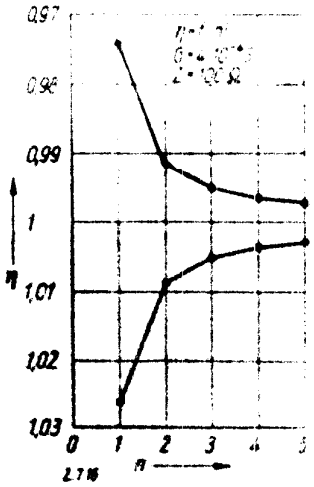


Bild 16. Abhängigkeit der relativen Frequenzabweichung

wird die Bandbreite. In Bild 17 sind die Werte für ... stände zwischen 10 und 100 Ω aufgetragen unter der Annahme

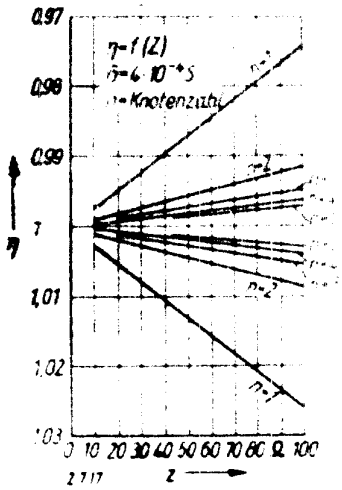


Bild 17. Abhängigkeit der relativen Frequenzabweichung η vom Wellenwiderstand für verschiedene Knotenzahlen n

ist. Für den unbeschwerten Leitungskreis sind demnach die Verhältnisse eindeutig geklärt. Um bei vorgegebenem Innenwiderstand und optimaler Leistungs-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

auskopplung eine möglichst große Bandbreite zu erzielen, muß man [illegible] Leitungskreis im ersten Knoten abstimmen und auf einen möglichst großen Wellenwiderstand bedacht sein.

Dadurch, daß die Röhre eine kapazitive Belastung für den Leitungskreis darstellt, wird, soweit man das übersehen kann, der Einfluß von n etwas geringer, während der Einfluß des Wellenwiderstandes auf die Bandbreite ansteigt.

Der Forderung nach einer Abstimmung des Schwingungskreises im ersten Knoten stehen oft Schwierigkeiten in der technischen Ausgestaltung gegenüber, wenn man auf eine einfache Auslegung nicht verzichten will. So ist man meistens gezwungen, bei Verstärkern, deren Frequenz höher als 1500 MHz liegt, die Abstimmung im nächsthöheren Knoten anzuwenden. Das bedeutet, daß der Schwingungskreis eine zusätzliche Dämpfung erfahren muß, um die geforderte Bandbreite von 30 MHz zu erreichen, denn in diesem Falle wird die Bandbreite auf den 0,28-fachen Wert verringert. Dies ist jedoch gleichbedeutend mit einem erheblichen Leistungsverlust. Durch die Anbringung geeigneter Z-Sprünge im Gitter-Anoden-

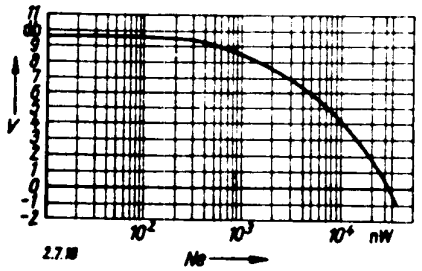


Bild 18. Kompressionskurve eines UHF-Verstärkers $b_0 = 5$ MHz

Kreis kann die Bandbreite zwar noch etwas verbessert werden; dadurch wird aber der Bandbreitenverlust bei weitem nicht ausgeglichen.

Es liegt nun nahe, eine Breitbandverstärkeranordnung für sehr hohe Frequenzen ähnlich den in der TF- und ZF-Technik gebräuchlichen Breitbandverstärkern mittels versetzter Kreise (Schienemann-Verstärker) herzustellen. Bei diesen versetzt angeordneten, schwach bedämpften Kreisen treten große Phasenverzerrungen dadurch auf, daß die Verstärkeranordnungen eine starke Kompression aufweisen. Als Kompression bezeichnet man die Erscheinung, daß die Verstärkung mit wachsender Eingangsspannung abnimmt. Die Kompression entsteht ebenso wie in der klassischen Hochfrequenztechnik dadurch, daß infolge einer Übersteuerung die wirksame Steilheit der Röhre verkleinert wird. Die Kompressionskurve eines UHF-Verstärkers mit der Bandbreite von 5 MHz ist in Bild 18 dargestellt. Bild 19 zeigt die resultierende Bandkurve einer nach der Methode der versetzten Kreise ausgelegten Verstärkeranordnung unter Berücksichtigung der Kompressionskurve der Verstärker. Die entstehenden Phasenfehler sollen hier nicht näher untersucht werden, jedoch erkennt man aus dem resultierenden Kurvenverlauf, daß man mit erheblichen Verzerrungen rechnen muß. Es ist deshalb nicht möglich, mittels einer derartig aufgebauten Verstärkeranordnung eine Breitbandübertragung durchzuführen. Man muß also die einzelnen Kreise entsprechend stark dämpfen und auf Bandmitte abstimmen. Da das Produkt aus Spannungsverstärkung und Band-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

breite bei Bedampfung des Kreises kons
gen ohnehin im Wellenbereich um
Breitbandverstärker in diesem Bereich
wirklichen. Praktisch ausgeführt wur
die bei einer Ausgangsleistung von
aufweisen sollte. Verwendet wurde
von $U_a = 1600$ V. Der Anodenstr
ersten Verstärker wurde aus

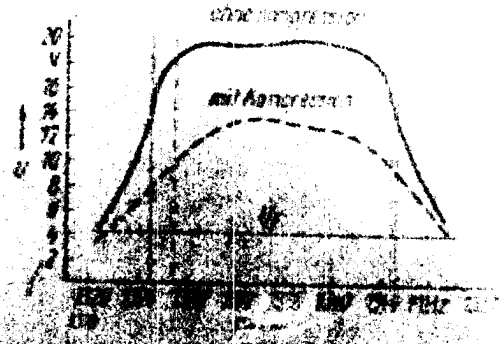


Bild 19. Resultierende
einer
von $N_e = 1{,}7$ W

Tabelle 1

	N_e (W)	V (db)	N_a
Mischverstärker	—	—	1,70
I. HF-Verstärker	1,70	4	4,3
II. HF-Verstärker	4,3	2,1	6,9
III. HF-Verstärker	6,9	0,5	7,9
IV. HF-Verstärker	7,9	0,1	8,3

Da die Untersuchungen an Verstärkeranordnungen, deren Kreise aus koaxialen
gebildet werden, keine befriedigenden Ergebnisse hinsichtlich der Band-
zeigt haben, soll im weiteren die Anwendungsmöglichkeit von Hohl-
leitern geprüft werden, ohne näher auf die spezielle Hohlraumtechnik ein-
zugehen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

...der Praxis haben zwei Querschnittformen besondere Bedeutung erlangt, ... der Kreis und das Rechteck. Die Wahl der günstigsten Querschnittform ...leicht, da der kreiszylindrische Hohlraum kaum eine Möglichkeit ... Kreis in technisch einfacher Form über einen großen Bereich abstimmbar ... Der rechteckige Hohlraum (Bild 20) schafft dafür nahezu ideale Mög-

...scheint etwas unwahrscheinlich an, daß man für Betriebswellen- ... $\lambda = 20$ cm mit Hohlraumkreisen noch tragbare geometrische Ab- ...erzielen kann. Die tiefste Grenzfrequenz, also die größte Grenzwellen- ...im rechteckigen Hohlleiter die Wellenform H_{10} mit $\lambda_{gr} = 2a$. Beim ...Hohlleiter mit den Seitenlängen a und b bedeutet der erste Index ...Halbwellen auf der a-Seite und der zweite Index die Anzahl der ...der b-Seite. Dies gilt sowohl für E-Wellen als auch für H-Wellen.

Bild 20. Feldstärken im rechteckigen Hohlraum

...-Seite werde diejenige Seite bezeichnet, auf der die elektrischen ... recht stehen. Die b-Seite hat dann keinen Einfluß auf die ... kann beliebig gewählt werden. Die nächsthöhere Wellenform ist $H_{...}$ ... Grenzfrequenz liegt hier doppelt so hoch. Legt man bei der $H_{...}$ ... Wellenlänge in den Bereich $a < \lambda < 2a$, so erhält man ... Wellen höherer Ordnung können sich nicht mehr ... H_{10}-Welle ermöglicht infolge ihrer großen Grenzwellen... ...Querabmessungen. Darüber hinaus ist hier die Anregung ... Ein Stift, der in der Mitte der a-Seite in den Kreis ragt, erzeugt die ... Komponenten. Dieser Stift kann der verlängerte Innenleiter eines Ko... ...kabels sein, er kann auch durch den Elektronenstrom einer Röhre ersetzt ...

Eine besondere Eigenschaft der Hohlleiter besteht darin, daß die Wellenlänge ... ist als im freien Raum. Für die H_{10}-Welle ergibt sich die Kreiswellenlänge zu:

$$\lambda_{\square} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{gr})^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}}. \tag{21}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Aus dieser Gleichung ist ersichtlich, daß bei wachsender Wellenlänge λ die K… wellenlänge $\lambda_{\square}$ wächst, um schließlich im Grenzfall $\lambda = 2a$ unendlich gro… werden. Wird die Wellenlänge kleiner, so nähert sich die Kreiswellenlänge … immer mehr dem Wert λ. Mit der Variation der a-Seite des Hohlraumre… hat man es also in der Hand, eine günstige Kreiswellenlänge und damit brauchb… geometrische Abmessungen zu erzielen. Im Bereich $\lambda = 18$ cm müßte man … Seite a ungefähr 12 cm breit machen. Daraus ergibt sich eine Kreiswellenlän… von

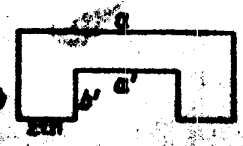


Bild 21. Rechteckiger Hohlraum mit Kapazitätsbelag

… d. h., wenn man durch … Querwänden vom Hohlleiter … von $\lambda_{\square}/2 = 12{,}5$ cm. Die … sind in diesem Wellengebiet … Längsstreifen im Hohlraum …

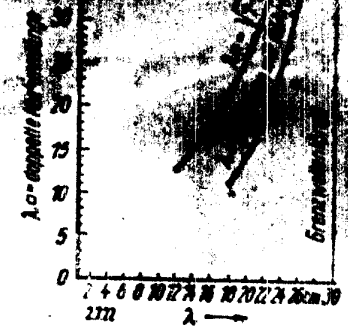


Bild 22. Abstimmlänge in Abhängigkeit von der Wellenlä… Hohlraum

kann man jedoch erreichen, daß man bei gleicher … kleinere Abmessungen erhält (Bild 21). Der Lä… teilte Kapazität, die den Hohlraum belastet, … der Verhältnisse a'/a und b'/b lassen sich Ab… so groß sind wie die des unbelasteten Hohlraum… rechnungsmethode, die auf transzendente Gleichun… Rahmen verzichtet.

In Bild 22 sind die doppelten Abstimmlängen, also die H… in Abhängigkeit von der Wellenlänge λ aufgetragen. Kurve …

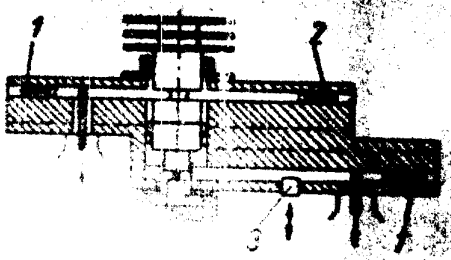
Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

...hrein bei $a = 12$ cm. Die ermittelte Grenzwellenlänge ... Kurve b zeigt den tatsächlichen Verlauf der Abstimm... liegt. Die Differenz erklärt sich daraus, daß es nicht ... Einfluß der Elektronenlaufzeit auf den Hohlraum-

... daß eine Abstimmung im ersten Knoten noch ... λ ... ist, da somit die Ab... gilt hier dasselbe, was ... der Wellenlänge ... auf der einen Seite ... muß. Die kürzeste noch

... abgestimmt werden ... nicht mehr möglich, da hier der erste ... in der Röhre liegt. Um auch hier wieder eine Abstimmung zu



... UHF-Verstärkers mit ...

... werden. Dieses ... Kreises, erniedrigt also ... ausschlaggebend, da dieser ... ohmschen Widerstand von ... Die Bandbreite wird also ... ...bau eines UHF-Verstärkers ... der Leistung geschieht galvanisch ... ...nleiter der Koaxialleitung. Die Ab... eingestellt, während die Abstimmung ... ...t. Diese Schieber brauchen praktisch nur Stegbreite ... dem Steg ... die seitlichen Räume ... erfolgt durch eine ...

... rit nicht auf. Sollte ... so läßt sich leicht ... schwingen. Dort ... erforderliche Spannung ...

... derartigen Verstärkers. Mit dieser ... Röhre LD 12 bei $U_a = 700$ V und $I_a = 100$ mA ... ...sfaktor von 10 db gemessen. Die Bandbreite betrug 30 MHz bei ...

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Abfall an den Bandgrenzen von 3 db. Die [illegible]
1,8 W. Gemessen wurde bei $\lambda = 17$ cm.

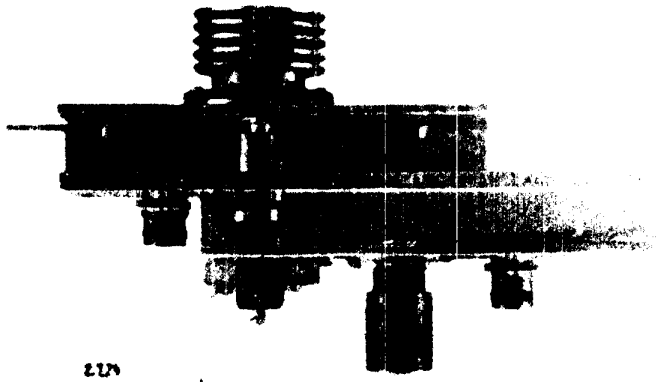


Bild 24. Technische Gestaltung eines UHF-

**Mit derart aufgebauten Verstärkern wird [illegible]
tragungsbedingungen der modernen Wer[illegible]
quenzen unter besonderer Berücksichtigung [illegible]
zu erfüllen.**

Literatur

[1] ***Frühauf, H.:*** **Die Fortleitung elektromagnetischer Wellen ultrahoher Frequenz in Hohlleitern mit rechteckigem Querschnitt.** Elektrotechnik 5 (1951) H. 6.

[2] ***Megla, G.:*** **Dezimeterwellentechnik. 3. Auflage.** Leipzig: Fachbuchverlag 1954.

[3] ***Meinke, H. H.:*** **Felder und Wellen in Hohlleitern.** München: Oldenbourg-Verlag 1949.

[4] ***Kleen, W.:*** **Einführung in die Mikrowellen-Elektronik I.** Stuttgart: Hirzel-Verlag 1952.

[5] ***Boden, Ch.*** **u.** ***Walter, G.:*** **Verstärkung bei Frequenzen über 1000 MHz. Bd. 67,** Berlin: Verlag Technik SVT 1952.

[6] ***Boden, Ch.:*** **Die UHF-technischen Einrichtungen des Richtfunkgerätes RVG 904 für Fernübertragung von Fernsehsignalen. Nachrichtentechnik 4 (1954) H. 6.**

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2.7 Strahlungsschreiber

Dr.-Ing. *H. Roosenstein*, Berlin

Einleitung

Die komplizierten Antennenanordnungen der modernen Funktechnik lassen sich theoretisch nur bis zu einem gewissen Grad überblicken. Auch ihre experimentelle Bearbeitung stößt infolge der großen Abmessungen dieser Gebilde auf [illegible] Schwierigkeiten. Man geht daher beim Entwurf und bei der Nachprüfung von Antennen weitgehend von Modellversuchen aus. Ein Gerät, das bei bekannter Stromverteilung auf der Antenne die Vorausbestimmung des Strahlungsdiagramms am verkleinerten Modell erlaubt, wurde von *H. Kleinwächter* [illegible] [1]. Der heute zu beschreibende Strahlungsschreiber unterscheidet sich vom obengenannten Gerät dadurch, daß er ein rein mechanisches Prinzip [illegible] ist, ebenso wie das Gerät von *Kleinwächter*, für die Vorausbestimmung des Strahlungsdiagramms einer Gruppe von Punktstrahlern gedacht, die [illegible] räumlich angeordnet sein können. Wir werden im folgenden unter einem Punktstrahler einen unendlich kleinen Strahler verstehen, dem zunächst eine [illegible] Kugelstrahlcharakteristik zugeschrieben werden soll. Diese Voraussetzung [illegible] für praktische Antennen nicht erfüllt. Dieselben lassen sich in den meisten Fällen als mehr oder weniger komplizierte Anordnungen von ganz oder gruppenweise gleichgerichteten Hertzschen Dipolen betrachten.

Die folgenden Ausführungen behalten dann ihre Gültigkeit; man findet das endgültige Strahlungsdiagramm, wenn man das Diagramm der Punktstrahlergruppe mit dem Diagramm des Hertzschen Dipols multipliziert.

Arbeitsprinzip des Strahlungsschreibers

Die zu untersuchende Punktstrahlergruppe induziert in der Empfangsantenne eine elektrische Spannung, die der Vektorsumme der von allen Punktstrahlern empfangenen phasen- und amplitudenverschiedenen Wechselspannungen gleicht. Im Strahlungsschreiber wird nun an einem Modell der Anordnung „Strahlergruppe-Empfangsort" eine Vektorsumme mechanischer Drehmomente zur Auffindung des Strahlungsdiagramms benutzt. Diese Drehmomente arbeiten gleichzeitig auf einer leicht beweglichen, etwa horizontalen sogenannten Taumelscheibe. Ihre Momentvektoren liegen alle in der horizontalen Ebene. Es ist dafür gesorgt, daß der n-te Vektor im Strahlungsschreiber nach Größe und Azimut mit der Größe und Phase jener Empfangsspannung übereinstimmt, die in der Originalanordnung vom n-ten Punktstrahler herrührt. Die Vektorsumme aller so auf die Taumelscheibe übertragenen Drehmomente bildet also das mechanische Äquivalent der Vektorsumme aller elektrischen Empfangsspannungen, die durch die Punktstrahlergruppe erzeugt werden. Bekanntlich geht auch diese Summe im Gerät von *Kleinwächter* aus einem elektrischen Modell hervor. Im hier be-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] aus einem [illegible] des gesamten auf die Taumel- [illegible] Achsenkreuz des Registrierstifts umgesetzt [illegible] Eisenscheibe (Pertinaxscheibe, beschichtet durch einige (hier acht Stück) [illegible] kleine Gewichte) ruhende Gewichte. Bei Ruhelage dieser Gewichte befindet sich die Taumelscheibe im Gleichgewicht; das Gesamtdrehmoment ist Null. Durch eine Verschiebung des n-ten Gewichts um eine Strecke $R = 155$ mm in einer Richtung, deren Azimut $S = 73°$ ist, kann man z. B. eine Empfangsspannung des n-ten Strahlers von 155 mV mit einem Phasenwinkel von 73° nachbilden. Die Verschiebung des Angriffspunktes der Schwerkraft K des Ge-

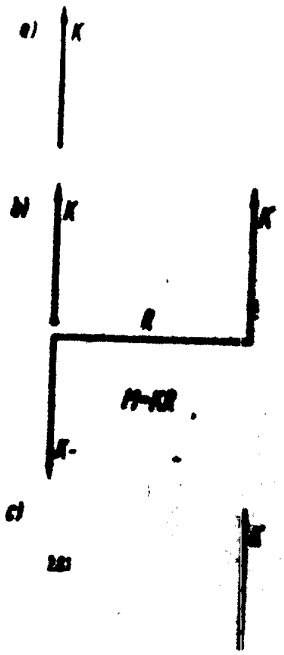


Bild 1. Skizze der wirksamen Kräfte an der Taumelscheibe

wichts um eine horizontale Strecke R ist gleichbedeutend mit dem Anbringen eines an die Taumelscheibe angreifenden Drehmoments KR, wie aus Bild 1 hervorgeht. Durch die Verschiebung aller acht Gewichte K auf der Taumelscheibe ist es also im Prinzip möglich, auf sie gleichzeitig eine Anzahl von acht Drehmomenten verschiedener Größen und Azimute einwirken zu lassen. Diese Momente werden sich nun vektoriell addieren, genau so wie es in der Wirklichkeit die Zeigergrößen der verschiedenen Empfangsspannungen der Punktstrahlergruppe tun. Wird die Zeigergröße jeder Empfangsspannung mechanisch durch einen Momentvektor abgebildet, der ihr in Größe und Richtung gleicht, dann entspricht das totale mechanische Drehmoment auch der totalen vektoriellen Empfangsspannung, die der Empfänger von der Punktstrahlergruppe erhält. Die absolute Größe dieses Momentvektors, aufgetragen über dem variablen Azimut des genügend weit entfernten Empfangsortes, bildet daher einen Punkt des Strahlungsdiagramms der feststehenden Punktstrahlergruppe. Hält man umgekehrt den Empfangsort fest und dreht die Punktstrahlergruppe um eine z. B. vertikale Achse, so ändert sich prinzipiell nichts, und man kann so beliebig viele Punkte des Strahlungsdiagramms

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

bestimmen. Das vorliegende Gerät verwendet die letztgenannte Methode. Durch die relativ geringen Änderungen der Abstände zwischen den einzelnen Strahlern und dem Empfangsort können die Absolutwerte der einzelnen Empfangsspannungen bei der Drehung als konstant betrachtet werden. Da die absoluten Entfernungsänderungen jedoch in der Größenordnung der Wellenlänge liegen, müssen im Modell die Phasenänderungen der Empfangsspannungen voll berücksichtigt werden. Übersetzt für das mechanische Modell bedeutet dieses einfach, daß der Absolutwert der Verschiebung des n-ten Gewichts nur von der Stärke des n-ten Punktstrahlers abhängt und einmalig vor jeder Diagrammaufnahme eingestellt werden muß. Das Azimut der Verschiebungsrichtung wird sich jedoch linear mit der Entfernung zwischen Strahler und Empfänger ändern. Auch in der Originalanordnung hat ja eine Entfernungsvergrößerung um eine Wellenlänge eine Phasenverzögerung um 360° zur Folge. Die soeben besprochenen Forderungen lassen sich gleichzeitig dadurch verwirklichen, daß das Gewicht K auf einem Kreis mit dem einstellbaren Radius R herumgeführt wird. Die Einstellung der R-Werte geschieht einmalig, die Einstellung der Azimutwerte erfolgt kontinuierlich und automatisch während der Aufnahme. Hierzu wird die Entfernung zwischen jedem einzelnen Strahlerort und dem Empfangsort im Modell kontinuierlich durch die Länge eines Stahldrahtes gemessen. Dieser Draht ist über eine horizontale Rolle, die sogenannte Phasenrolle, geschlagen. Der Umfang der Phasenrolle ist der Wellenlänge im Modell maßstäblich gleich, und daher wird in einer horizontalen Entfernung R von der Achse der Phasenrolle das Gewicht K zwangsläufig mit dem richtigen Azimutwinkel herumgeführt.

Nachdem das Prinzip des Gerätes nunmehr in großen Zügen erklärt worden ist, gehen wir zur Betrachtung des Modells über, dessen Aufriß in Bild 2 schematisch wiedergegeben ist.

Beschreibung des Geräts

Die im Modell maßstäblich verkleinerte Anordnung besteht in ihren Hauptteilen aus der Strahlerscheibe *1*, der Taumelscheibe *12* mit den Phasenrollen und der Schreibtrommel *18*. Von den acht Phasenrollen ist nur die Rolle *5* in der Skizze abgebildet. Auf der Strahlerscheibe *1* wird die zu untersuchende Punktstrahlergruppe durch eine maßstabgerechte Gruppe von Ösen *2*, *23*, *24* usw. dargestellt. Durch jede Öse geht ein Stahldraht *3*, der um eine Phasenrolle geschlagen ist. Der Draht wird über eine Leitrolle *9* durch ein Gewicht *10* gespannt gehalten. Das vorhin erwähnte Gewicht *7* wird auf der gewünschten Entfernung R von der Achse der Phasenrolle *5* so in dieser Rolle befestigt, daß es vertikal sehr leicht beweglich ist. Somit ist das Gewicht *7* (K Gramm), verglichen mit der Ruhelage der Taumelscheibe *12*, die bei $R = 0$ bestand, um eine Strecke R verschoben, und es muß nach dem Vorhergesagten ein Drehmoment $M = R \cdot K$ auf die Taumelscheibe wirken. Diese Scheibe wurde in ihrer Ruhelage durch die Feder *22* über die Hebelmechanismen *16*, *15*, *13*, *14*, durch die Spitze von *13* gleichmäßig mit vernachlässigbar geringem Druck gegen den spitzen Rand des Ringes *11* angedrückt. Kommt nun das Taumelmoment KR hinzu, so wird die Scheibe diesem Moment etwas nachgeben, und der Schreibstift *17* wird unter Dehnung der Feder *22* einen Ausschlag auf der Schreibtrommel *18* aufzeichnen. Dieser Ausschlag ist der Strahlung der Punktstrahleranordnung proportional. Die Schreibtrommel *18* wird von der Strahlerscheibe *1* durch den über die Rollen *19* und *21* geschlagenen Stahl-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

drahr angetrieben. Die Untersetzung ist so gewählt, daß 1° Drehung der Scheibe *1* einer horizontalen Schreibstrecke von 1 mm auf der Trommel entspricht. In Bild 2

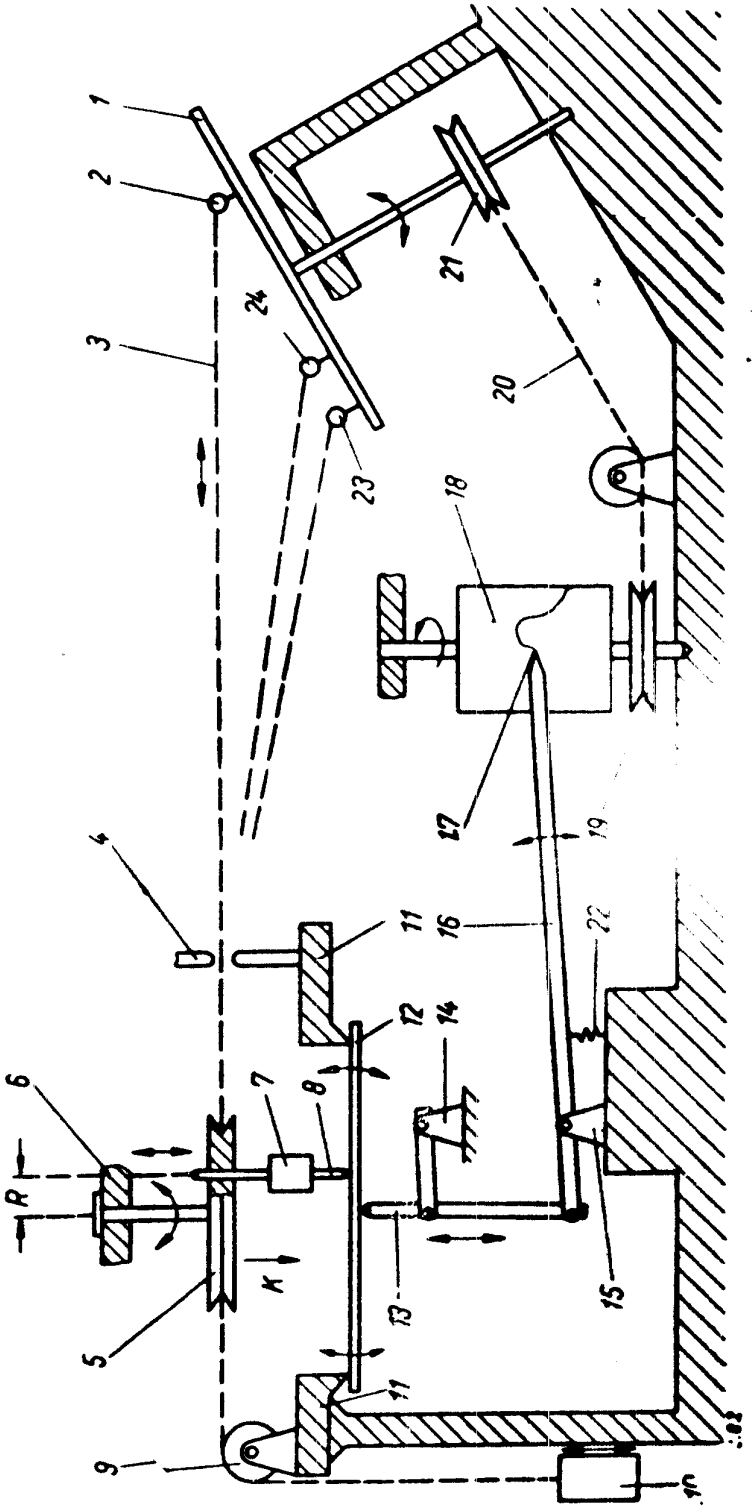


Bild 2. Prinzip eines Strahlungsschreibers

ist die Strahlerscheibe, auf der die Orte der Punktstrahler maßstäblich durch Ö
2, *23*, *24* usw. dargestellt sind, in schräger Lage gezeichnet. Dies bedeutet, daß

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

abgebildeten Fall das Strahlungsdiagramm für alle Strahlungsrichtungen, die unter einem endlichen Erhebungswinkel mit dem Horizont ausgesandt werden.

Das nach dem erläuterten Prinzip gebaute Gerät ist in den Bildern 3, 4 und 5 dargestellt.

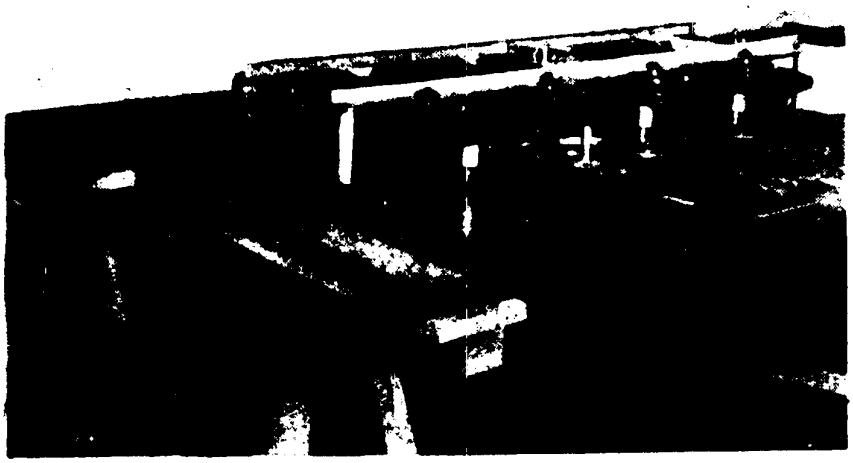


Bild 3. Ansicht auf Phasenrollen und Taumelscheibe

Das Bild 3 zeigt auf der linken Seite die Spanngewichte (*10*, siehe Bild 2), rechts ist die in Aluminiumleichtbau ausgeführte Taumelscheibe mit den acht darüber angebrachten Phasenrollen sichtbar. Der Umfang der Drahtführungsrille dieser

Bild 4. Ansicht auf die Schreibtrommel

Rolle beträgt wahlweise 20, 40 oder 80 cm. Die Strahlerscheibe hat einen Durchmesser von 80 cm, was also wahlweise 4, 2 oder einer Wellenlänge entspricht.

Das Bild 4 zeigt die Schreibtrommel *18* mit Schreibhebel *16*, und das Bild 5 gibt eine Gesamtansicht, von der Seite der Strahlerscheibe aus gesehen. Die Strahler-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

schiedene Richtungen um eine horizontale oder vertikale Achse drehbar. Es wird hierfür in der Anleitung eines zweidimensionalen Strahlungsdiagramms ermög-

Bild 5. Gesamtansicht

Bild 6. Strahlungsdiagramm von 3 Punktstrahlern, deren Amplituden sich wie 1:2:1, aufgestellt in einer geraden Linie mit der Entfernung einer halben W

Genauigkeit einige theoretisch berechnete Punkte eingetragen. Wie ersichtlich besteht zwischen der Aufnahme und der theoretischen Erwartung eine gute Übereinstimmung.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Zusammenfassung

Es wird ein Gerät beschrieben, das das Strahlungsdiagramm [illegible] Gruppe von Punktstrahlern beliebiger Amplitude und Phase registriert. Die am Empfangsort eintreffenden komplexen Empfangsspannungen werden hierzu durch mechanische Drehmomente nachgebildet, rein mechanisch addiert und das resultierende Drehmoment registriert.

[illegible], H.: Ermittlung des Strahlungsdiagramms von Strahlergruppen. [illegible] (1941) H. 12, S. 341.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2.8 Über die Berechnung der Verzerrungen frequenzmodulierter Schwingungen in Siebmitteln, insbesondere im ZF-Teil von FM-Empfängern

Dr.-Ing. *E.-G. Woschni*, Dresden

1. Einleitung

Infolge der Wellennot im Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich wurde auch der UKW-Bereich in vollem Umfang zu Rundfunk- und kommerziellen Zwecken herangezogen. Wegen der hier zur Verfügung stehenden größeren Bandbreite konnte man die in bezug auf Signalrauschpegel wesentlich günstigere Frequenzmodulation an Stelle der in den längeren Wellenbereichen verwendeten Amplitudenmodulation benutzen. Die größere Bandbreite gab darüber hinaus die Möglichkeit, den Bereich der Modulationsfrequenzen nach oben zu erweitern. So werden beim UKW-Rundfunk alle Frequenzen des Hörbereiches, d. h. bis zu 15 kHz, übertragen. Eine Arbeit von *Stier* [1] zeigt, daß die Wahrnehmbarkeitsgrenze des menschlichen Ohres für Verzerrungen außerordentlich stark vom abgestrahlten Frequenzbereich abhängt. Liegt sie beim normalen AM-Rundfunk (Grenzfrequenz 4,5 kHz) bei $k = 2\,\%$, so werden beim FM-Rundfunk mit einer Grenzfrequenz von 15 kHz bereits Klirrfaktoren von $k = 0{,}7\,\%$ wahrgenommen. Hält man sich nun noch vor Augen, daß als Zubringerstrecke zu den [illegible] Sendern wegen der höheren Grenzfrequenz der Modulation keine Kabel, sondern sogenannte Ballstrecken eingesetzt werden müssen, die Forderungen nach [illegible] die Verzerrungen erfüllen sollen und die über denen des normalen UKW-[illegible] liegen, so erkennt man die entscheidende Rolle, die die Verzerrungen [illegible] der Übertragung mit Frequenzmodulation spielen.

Noch wesentlich schärfere Bedingungen werden an die FM-Sender und -Empfänger gestellt, die für den Trägerfrequenz-Richtstrahlbetrieb eingesetzt werden, da hier durch den Klirrfaktor das gefürchtete Übersprechen entsteht. Hier [illegible] die Forderungen nach Klirrfaktoren von der Größenordnung $1\,‰$.

Die Wichtigkeit des Verzerrungsproblems findet ihre Widerspiegelung in einer großen Zahl von Arbeiten, die sich seit Einführung dieser Modulationsart gerade mit dem Problem der Verzerrungen befassen. Auf Grund dieser Arbeiten soll nun im folgenden über eine zusammenfassende Darstellung und die sich hieraus ergebenden Folgerungen für die Berechnung des ZF-Teiles von Empfängern berichtet werden.

2. Prinzipielles über die Entstehung von Verzerrungen in FM-Übertragungssystemen

Zur Beurteilung der einzelnen Faktoren, die bei Frequenzmodulation Verzerrungen verursachen, betrachten wir ein FM-Übertragungssystem (Bild 1).

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Alle Stufen zwischen dem eigentlichen Modulator und dem Demodulator, d. h. die Begrenzerstufen, Vervielfacherstufen, mit den entsprechenden Siebmitteln, die Leistungsstufen beim Sender, die Antennen sowie die Eingangs-, Misch- und ZF-Stufen des Empfängers fassen wir in dem Übertragungsvierpol zusammen.

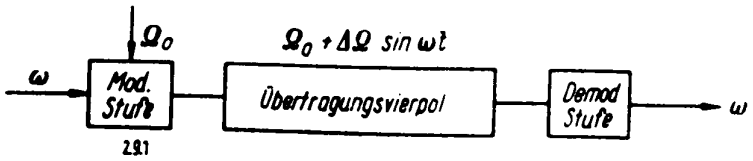


Bild 1. Ein FM-Übertragungssystem

Unter diesen Voraussetzungen können wir im einzelnen folgende Verzerrungen unterscheiden:

1. in der Modulationsstufe:
   a) Verzerrungen infolge nichtlinearer Modulationskennlinie,
   b) Verzerrungen infolge zusätzlicher Amplitudenmodulation;
2. im Übertragungsvierpol:
   a) Dämpfungsverzerrungen,
   b) Phasenverzerrungen;
3. im Demodulator:
   a) Verzerrungen infolge Ansprechens auf Amplitudenmodulation,
   b) Verzerrungen infolge nichtlinearer Demodulationskennlinie.

Bei dem vorliegenden Vortrag wollen wir uns auf die Behandlung der im Übertragungsvierpol auftretenden Verzerrungen, also auf die Dämpfungs- und Phasenverzerrungen, beschränken. Es wird demzufolge eine ideale Modulationsstufe, die eine unverzerrte Frequenzmodulation liefert, vorausgesetzt. Der Demodulator sei ebenfalls ideal angenommen, d. h., er arbeite linear und spreche lediglich auf die Frequenzmodulation, nicht auf eine z. B. durch die Siebmittel entstehende Amplitudenmodulation an.

Zwischen einer Wechselspannung mit konstanter Frequenz und Amplitude am Ausgang und der Wechselspannung am Eingang des linearen Übertragungsvierpols, der ferner stabil sein soll, besteht im eingeschwungenen Zustand folgende Beziehung:

$$\mathfrak{U}_2 = \mathfrak{U}_1 \cdot \ddot{u} \cdot e^{j\Omega_1 t}; \qquad (1)$$

$\ddot{u} = f(\Omega)$ ist der Übertragungsfaktor des Vierpols.

Bei der Frequenzmodulation ist die Frequenz der Spannung, mit der der Vierpol erregt wird, nicht zeitlich konstant, sie ändert sich fortwährend. Der eingeschwungene Zustand wird daher nie erreicht. Zu den quasistatischen Verzerrungen, bei deren Berechnung Einschwingvorgänge nicht berücksichtigt werden, kommen daher noch zusätzliche Einschwingverzerrungen hinzu. Wir wollen nun zunächst einmal diese Einschwingverzerrungen vernachlässigen und den quasistatischen Klirrfaktor berechnen. Später werden auch die Einschwingverzerrungen berücksichtigt werden.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

3. Berechnung der quasistatischen Verzerrungen

[illegible] berechnet werden, als gelte Gl. (1) auch für die [illegible]. Dies wird [illegible] um so größere Berechtigung haben, je kleiner das Produkt aus Hub und Modulationsfrequenz $\omega \cdot \Delta\Omega$ ist, denn für die zwei Grenzfälle $\omega \to 0$ bzw. $\Delta\Omega \to 0$ gilt Gl. (1) exakt.

Setzen wir in Gl. (1) für $\mathfrak{U}_1$ die frequenzmodulierte Schwingung bei sinusförmiger Modulation

$$\mathfrak{U}_1 = \mathfrak{U}_0 e^{j\left(\Omega_0 t + \int \Delta\Omega \sin\omega t\, dt\right)} = \mathfrak{U}_0 e^{j\left(\Omega_0 t - \frac{\Delta\Omega}{\omega}\cos\omega t\right)} \tag{2}$$

und für

$$\ddot{u} = f(\Omega) = a(\Omega) \cdot e^{j\varphi(\Omega)} \tag{3}$$

ein, so erhält man mit $\Omega = \Omega_0 + \Delta\Omega \sin\omega t$,

$$\mathfrak{U}_2 = \mathfrak{U}_0\, a(\Omega_0 + \Delta\Omega \sin\omega t) \cdot e^{\underbrace{j\left[\Omega_0 t - \frac{\Delta\Omega}{\omega}\cos\omega t + \varphi(\Omega_0 + \Delta\Omega \sin\omega t)\right]}_{\Phi(t)}}.$$

In diesem Ausdruck stellt $a(\Omega_0 + \Delta\Omega \sin\omega t)$ eine zusätzliche Amplitudenmodulation dar, die wegen der Voraussetzung eines idealen Demodulators weiter nicht berücksichtigt zu werden braucht. Dagegen bedeutet $\varphi(\Omega_0 + \Delta\Omega \sin\omega t)$ eine zusätzliche Phasenmodulation, die mit Hilfe der Beziehung

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} \tag{5}$$

in eine Frequenzmodulation umgerechnet werden kann. Der Demodulator liefert nämlich eine Niederfrequenzspannung, die der Frequenz proportional ist. Wir haben daher die am Ausgang des Vierpols entstehende Phasenmodulation $\Phi(t)$ [Gl. (4)] in eine Frequenzmodulation umzuwandeln und erhalten somit für die Niederfrequenz hinter dem Demodulator (das Gleichglied $\mathrel{\widehat{=}} \Omega_0$ kann fortgelassen werden)

$$\mathfrak{U}_2 \mathrel{\widehat{=}} \Delta\Omega \sin\omega t + \frac{d\varphi(\Omega_0 + \Delta\Omega \sin\omega t)}{dt}. \tag{6}$$

Der erste Term stellt die unverzerrte Grundwelle dar, der zweite Term enthält, je nach der Phasenkurve, Verzerrungen in verschiedener Ordnung.

3.1 *Berechnung der quasistatischen Verzerrungen bei in Reihendarstellung vorliegendem Übertragungsfaktor*

Bedeuten die Punkte eine Differentiation nach der Frequenz und ist $\overline{\Delta\Omega}$ die Abweichung von der Bezugsfrequenz, z. B. Ω_0, so läßt sich schreiben

$$a(\overline{\Delta\Omega}) = 1 + \dot{a}_{(0)}\,\overline{\Delta\Omega} - \frac{\ddot{a}_{(0)}}{2!}\overline{\Delta\Omega}^2 + \frac{\dddot{a}_{(0)}}{3!}\overline{\Delta\Omega}^3 + \frac{\ddddot{a}_{(0)}}{4!}\overline{\Delta\Omega}^4 + \cdots, \tag{7a}$$

$$\varphi(\overline{\Delta\Omega}) = \varphi_0 + \dot{\varphi}_{(0)}\,\overline{\Delta\Omega} + \frac{\ddot{\varphi}_{(0)}}{2!}\overline{\Delta\Omega}^2 + \frac{\dddot{\varphi}_{(0)}}{3!}\overline{\Delta\Omega}^3 + \frac{\ddddot{\varphi}_{(0)}}{4!}\overline{\Delta\Omega}^4 + \cdots. \tag{7b}$$

Setzt man diese Ausdrücke in Gl. (6) ein, berücksichtigt, daß $\overline{\Delta\Omega} = \Delta\Omega \sin$ [illegible] ist, und ordnet nach den Oberwellen, so erhält man für die quasistatischen Klirr[illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

faktoren

$$k_{2,1} \quad \frac{\ddot{\varphi}_0}{2} \cdot \cdots \cdot \Delta\Omega (\sin 2\omega t) \,, \tag{8a}$$

$$k_{3,1} \quad \frac{\dddot{\varphi}_0}{8} \cdot \cdots \cdot \Delta\Omega^2 (-\cos 3\omega t) \,. \tag{8b}$$

Zur Nomenklatur der Klirrfaktoren ist zu sagen, daß die Indizes m und n beim Klirrfaktor $k_{m,n}$ die Harmonische ($m = 3$ z. B. kubischer Klirrfaktor) bzw. die Ordnung der Näherung ($n = 1$ bedeutet also quasistatischer Klirrfaktor) angeben.

Die Verzerrungen steigen mit der Frequenz ω an. Dies hat seinen Grund darin, daß bei schnellerem Durchlaufen der Phasenkurve die Abweichungen von der unverzerrten Frequenzabhängigkeit wegen $\Omega = \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t}$ größer werden.

3.2 *Ableitung von Näherungsformeln zur Berechnung des quasistatischen quadratischen und kubischen Klirrfaktors, $k_{2,1}$ und $k_{3,1}$ aus der Laufzeitkurve*

Liegt die Laufzeitkurve, wie in Bild 2 dargestellt, vor, so kann aus der Laufzeitdifferenz $\Delta\vartheta$ bei den durch den Hub $\Delta\Omega$ festgelegten Frequenzen leicht der Klirrfaktor bestimmt werden.

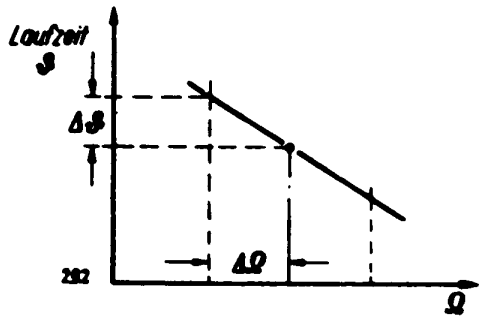


Bild 2. Darstellung der Laufzeitkurve zur Bestimmung des Klirrfaktors

Durch Differentiation von Gl. (7b) nach Ω erhält man

$$\vartheta = \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}\Omega} = \ddot{\varphi}_{(0)} + \varphi_{(0)}\,\overline{\Delta\Omega} + \frac{\dddot{\varphi}_{(0)}}{2}\,\overline{\Delta\Omega^2} + \cdots \tag{9}$$

und damit

$$\Delta\vartheta = \ddot{\varphi}_{(0)}\,\Delta\Omega \,.$$

Setzt man dies in (8a) ein, so ergibt sich

$$k_{1,2} \quad \frac{\Delta\vartheta}{2} \cdot \omega (\sin 2\omega t) \,. \tag{10}$$

Diese Beziehung findet man auch bei *Küpfmüller* [2], jedoch etwas anders abgeleitet.

Ähnlich kann der kubische Klirrfaktor $k_{3,1}$ durch die Krümmung der Laufzeitkurve ausgedruckt werden. In Bild 3 erkennt man, daß $\frac{\dddot{\varphi}}{2}\,\Delta\Omega^2$ gerade dem Stück

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] erhält man

[illegible] (11)

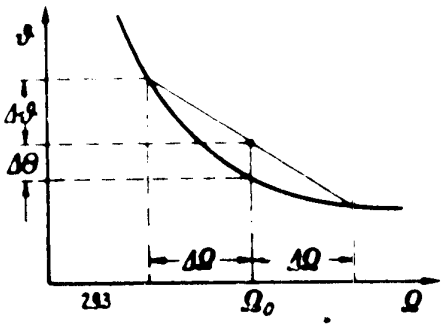


Bild 3. Bestimmung des kubischen Klirrfaktors durch die Krümmung der Laufzeitkurve

4. Berechnung der dynamischen Verzerrungen bei FM

Bei der quasistatischen Berechnung hatten wir angenommen, daß die Frequenzänderung so langsam erfolgt, daß sich das System in jedem Zeitaugenblick im eingeschwungenen Zustand befindet. Bei der nun folgenden Berechnung sollen auch die Einschwingvorgänge berücksichtigt werden.

Es gibt verschiedene Wege zur Berechnung dieser Verzerrungen ([3] bis [13]). Wir zerlegen die Eingangsspannung in eine Impulsfolge. Bei Beaufschlagung des Vierpols mit einem derartigen Impuls entsteht an seinem Ausgang eine Spannung, die durch die Einschwingfunktion $F(\tau)$ gegeben ist. Eine Integration über die einzelnen Einschwingfunktionen liefert dann die Ausgangsspannung. Wir nehmen nun zunächst einmal an, diese Einschwingfunktion sei uns gegeben. Später wird sie mit Hilfe der Laplace-Transformation durch die Ableitungen der statischen Übertragungskurve ersetzt.

Wir denken uns also die frequenzmodulierte Eingangsspannung

$$u_{1(t)} = u_0 e^{j\left(\Omega_0 t - \frac{\Delta\Omega}{\omega}\cos\omega t\right)}$$

durch eine Impulsreihe ersetzt, wie in Bild 4 dargestellt ist. Zur Vereinfachung setzen wir

$$j(\Omega_0 + \Delta\Omega\sin\omega t) = p_{(t)}. \tag{12}$$

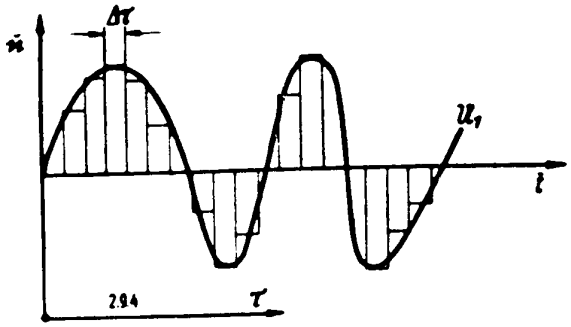


Bild 4. Eine durch eine Impulsreihe ersetzte frequenzmodulierte Eingangsspannung

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Unter der Voraussetzung eines linearen stabilen Systems erhalten wir dann für die Ausgangsspannung

$$u_{2(t)} = \int_0^t u_{1(t-\tau)} F(\tau)\, d\tau . \tag{13}$$

Für $u_{1(t)}$ wird nun der Ausdruck für die frequenzmodulierte Schwingung eingesetzt. Da uns der Einschalt-Einschwing-Vorgang nicht interessiert, lassen wir gleichzeitig die obere Grenze des Integrals gegen ∞ gehen

$$u_{2(t)} = u_0 \int_0^\infty e^{\int_0^{t-\tau} p(x)\,dx} F(\tau)\, d\tau . \tag{14}$$

Dieses Integral läßt sich nur für einige Sonderfälle geschlossen auswerten. Wir müssen uns daher mit einer Reihenentwicklung begnügen, die um so besser gilt, je kleiner $\omega \cdot \Delta\Omega$ ist. In dieser Reihenentwicklung tritt dann überall die Funktion $F(t)$ auf, die durch die statischen Kenngrößen des Übertragungsvierpols auszudrücken ist. Hierzu benutzen wir eine Formel aus der Theorie der Laplace-Transformation [14]

$$\int_0^\infty (-\tau)^n F(\tau)\, e^{-p\tau} \cdot d\tau = \frac{d^n}{dp^n} f(p) . \tag{15}$$

Hiermit haben wir den Zusammenhang, der das $\int_0^\infty (-\tau)^n F(\tau)\, e^{-p\tau} \cdot d\tau$ mit der Ableitung des statischen Übertragungsfaktors $f(p)$ verbindet. Zweckmäßig werden wir daher die Reihenentwicklung so durchführen, daß Ausdrücke von der Form

$$a_\tau \int_0^\infty (-\tau)^n F(\tau)\, e^{-p\tau}\, dt$$

entstehen. In Gl. (14) wird daher zunächst die Funktion $e^{\int_0^{t-\tau} p(x)\,dx}$ nach Potenzen von τ entwickelt. Hierzu ist es vorteilhaft, wenn die untere Grenze des Integrals den Wert t erhält. Wir erweitern daher die rechte Seite der Gl. (14) mit $u_{1(t)}$

$$u_{2(t)} = u_{1(t)} \cdot \frac{\int_0^\infty e^{\int_0^{t-\tau} p(x)\,dx} \cdot F(\tau)\, d\tau}{e^{\int_0^t p(x)\,dx}} = u_{1(t)} \cdot \int_0^\infty e^{\int_t^{t-\tau} p(x)\,dx} \cdot F(\tau)\, d\tau \tag{16}$$

und entwickeln

$$p(t-\tau) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-\tau)^n}{n!} \frac{d^n}{dt^n} p_{(t)} ,$$

bzw.

$$\int^{t-\tau} p(t-\tau) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-\tau)^n}{n!} \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} p_{(t)} . \tag{17}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Dies eingesetzt in Gl. (16) ergibt, wenn wir gleichzeitig das erste Glied der Reihe herausnehmen,

$$u_{2(t)} = u_{1(t)} \int_0^{\infty} \left\{ e^{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{(-\tau)^n}{n!} \cdot \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} p(t)} \right\} e^{-p(t)\tau} F(\tau)\, d\tau .$$

Nach einer Entwicklung der geschweiften Klammer nach τ erhält man

$$u_{2(t)} = u_{1(t)} \left\{ f_{(p)} + \frac{1}{2} \frac{dp}{dt} \cdot \frac{d^2 f_{(p)}}{dp^2} + \frac{1}{6} \frac{d^2 p}{dt^2} \cdot \frac{d^3 f_{(p)}}{dp^3} + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{24} \left[\frac{d^3 p}{dt^3} + 3 \left(\frac{dp}{dt} \right)^2 \right] \frac{d^4 f_{(p)}}{dp^4} + \cdots + R_k \right\}. \qquad (19)$$

Damit haben wir eine Darstellung gefunden, die die Verzerrungen einschließlich der Einschwingverzerrungen asymptotisch aus dem statischen Übertragungsfaktor und dessen Ableitungen nach der Frequenz zu berechnen erlaubt. Selbst bei Berücksichtigung aller Glieder der Reihe Gl. (19) wird das Ergebnis nicht exakt, da diese Reihe nicht konvergiert. Dennoch führt sie in der Praxis selbst bei Berücksichtigung nur der ersten Glieder zu brauchbaren Resultaten.

4.1 *Berechnung* [illegible] *in Reihendarstellung*

Zur Berechnung [illegible] stehende Ausdruck [illegible]

Der Phasenfaktor enthält [illegible]

Um diese umständliche Rechenoperation nicht [illegible] führen zu müssen, ist es [illegible] Beziehungen [illegible] die Faktoren der Reihen [illegible] die gegebene Übertragungsfunktion in eine [illegible] kann dann sofort den Klirrfaktor angeben, wie [illegible] genügt werden wird.

Setzen wir für

$$p = j\Omega = j(\Omega_0 + \Delta\Omega \sin \omega t)$$

und für

$$f_{(p)} = a_{(\Omega)} \cdot e^{j\varphi(\Omega)}$$

ein, so erhalten wir bei Berücksichtigung der ersten beiden Glieder von Gl. (19)

$$u_{1(t)} = u_0 e^{j\left(\Omega_0 t - \frac{\Delta\Omega}{\omega}\cos\omega t\right)} \times$$
$$\times \left[a_{(\Omega)} \cdot e^{j\varphi(\Omega)} + j\frac{1}{2}\omega \cdot \Delta\Omega \cdot \cos\omega t \cdot \frac{d^2}{d\Omega^2}\left(a_{(\Omega)}\ e^{j\varphi(\Omega)} \right) \right] \qquad (20)$$
$$= u_0 \cdot e^{\underbrace{j\left[\Omega_0 t - \frac{\Delta\Omega}{\omega}\cos\omega t + \varphi(\Omega_0 + \Delta\Omega \sin\omega t)\right]}_{(1)}} \cdot a_{(\Omega)} \times$$
$$\times \underbrace{\left[1 + j\frac{1}{2}\omega \cdot \Delta\Omega \cos\omega t \left(\frac{\ddot{a}_{(t)}}{a_{(t)}} + 2j\frac{\dot{a}_{(t)}}{a_{(t)}}\dot{\varphi}_{(t)} - \dot{\varphi}^2_{(t)} + j\ddot{\varphi}_{(t)} \right) \right]}_{(2)}.$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Term (1) berücksichtigt die quasistatischen Verzerrungen, die [illegible] $a_{(\Omega)}$ kann bei Vorliegen eines idealen Demodulators [illegible] werden.

Term (2) stellt die hinzukommenden Einschwingverzerrungen dar. Er ist in Real- und Imaginärteil aufzutrennen

$$2 = A_{(t)} + jB_{(t)}$$

$$= A_{(t)} + jB_{(t)}.$$

Hieraus erhält man für

$$\varphi_{(t)} = \operatorname{arc\,tg} \frac{B_{(t)}}{A_{(t)}}, \tag{21}$$

dann ergeben sich die Einschwingverzerrungen zu

$$\mathrm{II}_{2\,\mathrm{Dem}}\,(2) = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\varphi_{(t)} \approx \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\frac{B_{(t)}}{A_{(t)}}. \tag{22}$$

Führt man die Operation durch und setzt die Reihen Gl. (7a) u. (7b) ein, so erhält man für die dynamischen Klirrfaktoren

$$k_{2,2} = \frac{1}{2}\omega^2 \cdot \Delta\Omega\,[\ddot{a}_{(0)} - \ddot{a}_{(0)}\,\dot{a}_{(0)} - 2\,\dot{\varphi}_{(0)}\,\ddot{\varphi}_{(0)}]\,(\cos 2\omega t), \tag{23}$$

$$k_{2,3} = \frac{3}{8}\omega^2\,\Delta\Omega^2\left[\frac{\dddot{a}_{(0)}}{2} - \frac{(\ddot{a}_{(0)})^2}{2} + (\dot{a}_{(0)})^2\,\ddot{a}_{(0)} - \right.$$

$$\left. - \ddot{a}_{(0)}\,\dot{a}_{(0)} - \dddot{\varphi}_{(0)}\,\dot{\varphi}_{(0)} - (\ddot{\varphi}_{(0)}^2)\right](\sin 3\omega t). \tag{24}$$

Die Bezeichnungen für die quasistatischen Klirrfaktoren sind bereits unter 3.1 [Gl. (8a) u. (8b)] abgeleitet worden.

5. Durchrechnung eines Beispiels

Berechnung der Verzerrungen von n-gleichen, nicht verstimmten und durch Röhren entkoppelten Schwingungskreisen und Bandfiltern.

Zur Berechnung dieser Verzerrungen könnten wir von Gl. (19) ausgehen. Wesentlich bequemer sind jedoch die Gln. (8a), (8b) u. (23), (24). Hierzu ist der Übertragungsfaktor

$$\ddot{u} = \frac{1}{(1 + j\,\overline{\Omega})^n} = \frac{1}{\sqrt{1 + \overline{\Omega}^2}^n} \cdot e^{-jn\operatorname{arc\,tg}\overline{\Omega}} \tag{25}$$

in eine Reihe gemäß Gl. (7a) u. (7b) zu entwickeln. $\overline{\Omega}$ ist dabei die normierte Verstimmung, B die Bandbreite eines Kreises

$$\overline{\Omega} = \frac{2\,\overline{\Delta\Omega}\,L}{R} \quad \frac{2}{B}\,\overline{\Delta\Omega}. \tag{26}$$

$$a_{(\overline{\Delta\Omega})} \quad 1 - \frac{n}{B}\left(\frac{2}{B}\right)^2 \overline{\Delta\Omega}^2 \cdot \frac{n(n-2)}{\quad}\left(\frac{2}{B}\right)^4 \overline{\Delta\Omega}^4 \quad \cdots,$$

$$\varphi_{(\overline{\Delta\Omega})} \quad n\,\frac{2}{B}\,\overline{\Delta\Omega} - \frac{n}{3}\left(\frac{2}{B}\right)^3 \overline{\Delta\Omega}^3 \quad \cdots \tag{27a, b}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Aus [illegible] wird [illegible]

$$a_0 = \frac{4n}{B^2}, \qquad \dot{a}_0 = \frac{2 \cdot 2 \cdot 4n}{B^4},$$

$$q_0 = \frac{2n}{B^3}, \qquad \dot{q}_0 = \frac{16n}{B^3},$$

$$\dot{a}_0 = \ddot{a}_0 = \ddot{q}_0 = 0.$$

Damit ergeben sich Klirrfaktoren von

$$k_{2,1} = 0,$$

$$k_{3,1} = \frac{2n}{B^3}\,\omega\,\Delta\Omega^2(-\cos 3\omega t),$$

$$k_{2,2} = 0, \qquad (28a, b, c, d)$$

$$k_{3,2} = 18\,n(n+1)\,\frac{\omega^2\,\Delta\Omega^2}{B^4}\,(\sin 3\omega t).$$

Bei allen Formeln sind ω, $\Delta\Omega$ und B in Kreisfrequenzen anzugeben. Ebensogut könnte selbstverständlich durch die entsprechenden Potenzen von 2π gekürzt werden. Für ω ist dann die Niederfrequenz f, für $\Delta\Omega$ der Frequenzhub Δf und für B die Bandbreite in Hz einzusetzen.

Führt man die entsprechende Rechnung für n gleiche, auf Trägerfrequenz abgestimmte und durch Röhren entkoppelte Zweikreisbandfilter durch, so erhält man mit der relativen Kopplung $x = k\varrho$

$$k_{3,1} = 4\,n\,\frac{3x^2 - 1}{(1+x^2)^3}\,\frac{\omega\,\Delta\Omega^2}{B^3}\,(\cos 3\omega t),$$

$$k_{3,2} = \frac{6n}{(1+x^2)^3}\left[(6 - 2x^2) - \frac{n+1}{1+x^2}\,(12 + 4x^4 - 32x^2)\right] \times$$

$$\times\,\frac{\omega^2\,\Delta\Omega^2}{B^4}\,(\sin 3\omega t), \qquad (29a, b, c, d)$$

$$k_{2,1} = 0,$$

$$k_{2,2} = 0.$$

Bei einer Verstimmung von $\Delta\Omega_0$ gegenüber dem Träger entsteht ein quadratischer Klirrfaktor

$$k_{2,1} = 4 \cdot k_{3,1}\,\frac{\Delta\Omega_0}{\Delta\Omega}. \qquad (30)$$

Hiermit haben wir die wesentlichen Beziehungen zur Ermittlung der Verzerrungen im ZF-Teil von FM-Empfängern abgeleitet.

6. Folgerungen für den Aufbau des ZF-Teiles von FM-Empfängern

6.1 *Berücksichtigung der Röhrenstreukapazität*

Für die Röhrenstreukapazität garantieren die Hersteller gewisse Höchsttoleranzen, die in Tabellen festgelegt sind. Durch diese Röhrenstreukapazitäten ΔC werden die ursprünglich genau auf Bandmitte abgestimmten Kreise und Band-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

filter um $\Delta\Omega_0$ verstimmt. Es entsteht dann nach Gl. (30) ein quadratischer Klirrfaktor. Eine Dimensionierung nach k_3 gemäß den Gln. (29a, b) wäre hinfällig, wenn die durch die Röhrenstreukapazitäten hervorgerufenen quadratischen Klirrfaktoren den kubischen Klirrfaktor überschreiten würden. Aus diesem Grunde muß man verlangen, daß der Klirrfaktor, bedingt durch die Röhrenstreukapazitäten, nicht größer als $k_{3,1}$ wird, d. h. aus Gl. (30)

$$\Delta\Omega_0 = \frac{1}{4}\,\Delta\Omega\,. \tag{31}$$

Hieraus erhält man eine Bedingung für die minimalen Kreiskapazitäten der Siebmittel

$$C_{\min} = \frac{2\,\Delta C \cdot \Omega_0}{\Delta\Omega}\,. \tag{32}$$

Legt man eine EF 85 mit einer Röhrenstreukapazität von $\Delta C = 0{,}3$ pF zugrunde, so ergeben sich mit $\Omega_0 = 2\pi \cdot 10{,}7\ \mathrm{s}^{-1}$ minimale Kreiskapazitäten von $C = 85$ pF.

Da die Kreisgüte durch die Forderungen bezüglich des Klirrfaktors festgelegt ist [Gl. (28a, b, c, d) u. Gl. (29a, b, c, d)], ergeben sich bei derartig hohen Kreiskapazitäten kleine Resonanzwiderstände und damit kleine Stufenverstärkungen [15]. Man benötigt dann zur Verwirklichung der geforderten Gesamtverstärkung relativ hohe Stufenzahlen. Aus diesem Grunde wählt man je nach dem Verwendungszweck zwei verschiedene Wege:

Beim „Empfängertyp 1", das sind Rundfunkempfänger usw., bei denen keine extrem hohen Forderungen an den Klirrfaktor gestellt werden, nimmt man die höheren quadratischen Verzerrungen durch die Röhrenstreukapazitäten in Kauf und setzt die Kreiskapazitäten auf etwa 30 pF herab. Man erhält dadurch größere Resonanzwiderstände und kommt mit weniger Stufen aus.

Bei höheren Anforderungen in bezug auf den Klirrfaktor — „Empfängertyp 2" (Ballempfänger, Trägerfrequenz-FM-Verbindungen usw.) — spielt der höhere Aufwand keine wesentliche Rolle. Hier wird also Gl. (32) eingehalten. Bei der Berücksichtigung der Rückkopplung über die Gitter-Anoden-Kapazität wird sich gleich herausstellen, daß hier ebenfalls die geschilderten zwei Wege je nach dem erforderlichen Empfängertyp beschritten werden müssen.

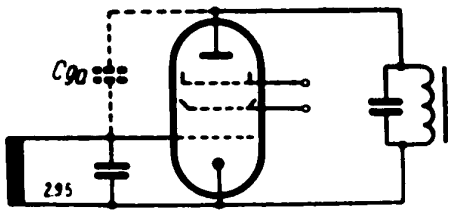


Bild 5. Schaltbild einer ZF-Stufe

6.2 *Rückkopplung über C_{ga}*

Das Schaltbild einer ZF-Stufe ist in Bild 5 dargestellt. Je nach der Phasenlage der über die Gitter-Anoden-Kapazität zurückgeführten Spannung bedingt dies eine Ent- bzw. Bedämpfung. Wie eine Phasenbetrachtung zeigt, tritt diese Ent- bzw. Bedämpfung jeweils bei der einen bzw. anderen ZF-Frequenz ein. Dadurch wird

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

die eine Seite der Bandfilterkurve angehoben, die andere heruntergedrückt [16], d. h., Amplituden- und Phasenkurve der Bandfilter werden unsymmetrisch. Dies bedingt, ebenso wie bei nicht genauer Abstimmung [siehe auch Gl. (30)], das Auftreten eines quadratischen Klirrfaktors. Um diesen quadratischen Klirrfaktor in mäßigen Grenzen zu halten, verlangt man bei mittelmäßigen Geräten (Empfängertyp 1), daß das Verhältnis der rückgekoppelten Spannung u_k zur Gitterspannung u_g maximal $\frac{1}{3} \cdots \frac{1}{5}$ betragen soll. Bei hochwertigen Empfängern (Empfängertyp 2) fordert man Werte, die möglichst unter $\frac{1}{10}$ liegen sollen. Nach [17] erhält man dann für den zulässigen Außenwiderstand, wenn Ω_0 die Zwischenfrequenz und S die Steilheit der Rohre ist:

$$R_{a\max} \leq \frac{2}{\Omega_0 C_{ga} \cdot S} \cdot \frac{u_k}{u_g}. \tag{33}$$

Eine Durchrechnung für einige spezielle Fälle zeigt [15], daß diese Forderungen sowohl für die Empfänger vom Typ 1 als auch für Typ 2 im allgemeinen gut erfüllt sind, wenn man mit den angegebenen Kreiskapazitäten von 85 pF bzw. 30 pF bei 10,7 MHz Trägerfrequenz rechnet und den Bandfiltern wegen des Klirrfaktors Dämpfungswerte zwischen 2 und 3 % gibt.

6.3 *Möglichkeiten zur Kompensation der Klirrfaktoren*

Besonders bei den Empfängern vom Typ 2 (Ballempfänger usw.) wird man von der Möglichkeit der Kompensation der Verzerrungen Gebrauch machen, da man hier relativ viele Filter zur Verfügung hat und eine geringfügige Herabsetzung des Verstärkungsgrades, die, wie wir gleich sehen werden, mit der Kompensation verbunden ist, wegen der ohnehin großen Stufenzahl keine entscheidende Rolle spielt.

Aus Gl. (29a) folgt, daß man durch Änderung der Kopplung das Vorzeichen des Klirrfaktors ändern kann. Bringt man x unter den Wert $\frac{1}{\sqrt{3}}$, so ändert sich nämlich das Vorzeichen der dritten Ableitung der Phasenkurve und damit des quasistatischen Klirrfaktors. Durch das Einschalten eines oder mehrerer stark unter- bzw. kritisch gekoppelter Bandfilter (x ungefähr 0,5) kann man daher den Klirrfaktor $k_{2,1}$ der anderen z. B. schwach überkritisch gekoppelten Filter kompensieren. Durch die Verminderung der Kopplung sinkt allerdings die Stufenverstärkung gemäß

$$\frac{x}{1 + x^2}.$$

Hinzu kommt noch, daß man zur Einhaltung einer genügend großen Gesamtbandbreite, die für Empfänger vom Typ 2 etwa gleich dem 1,1- bis 1,2fachen des maximalen Hubes sein soll, dann die Dämpfung dieser Kompensationsfilter erhöhen muß. Wegen dieses Verstärkungsverlustes wird man von dieser Möglichkeit vorwiegend bei Empfängern vom Typ 2 Gebrauch machen.

7. Zusammenfassung

Zunächst werden die Grundbeziehungen zur Berechnung der Verzerrungen von Siebmitteln beim Anlegen einer frequenzmodulierten Schwingung an einen Vierpol berechnet. Hierbei wird die Berechnung der quasistatischen und dynamischen Klirrfaktoren getrennt durchgeführt.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Fußend auf diesen Beziehungen werden anschließend einige Dimensionierungsfragen bezüglich des ZF-Teiles von FM-Empfängern besprochen. Dabei zeigt es sich, daß man je nach dem Verwendungszweck zwei grundsätzlich verschiedene Wege beschreiten muß. Diese zwei Wege, die zur Einteilung der Empfänger in zwei Typen führen, ergeben sich aus der Notwendigkeit, daß eine Verringerung des Klirrfaktors bei gleichbleibender Gesamtverstärkung eine Erhöhung der Stufenzahl verlangt.

Literatur

[1] *Stier:* Die Übertragungsverzerrungen von Rundfunksendungen. Nachrichtentechnik 3 (1953) H. 10, S. 447.

[2] *Küpfmüller:* Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung. Hirzel, Stuttgart 1949, S. 294.

[3] *Carson, Fry:* Variable Frequency Elektric Circuit Theory with Application to the Theory of Frequency Modulation. Bell System, Techn. Journ. Okt. 1937, S. 513.

[4] *Vellat:* Der Empfang frequenzmodulierter Wellen. ENT, April 1941, S. 61.

[5] *Hölzler:* Über die Wirkung von Verzerrungen bei der Übertragung frequenzmodulierter Schwingungen. ENT, Mai 1941, S. 106.

[6] *Kulp:* Spektren und Klirrfaktoren frequenzmodulierter und amplitudenmodulierter Schwingungen. ENT, Mai 1942, S. 72, Juni 1942, S. 96, Juli 1942, S. 126.

[7] *Jaffe:* A theoretical and experimental Investigation of Tuned — Circuit Distortion in Frequency Modulation Systems. Proc. I.R.E. May 1945, S. 318.

[8] *B. v. d. Pol:* Fundamental Principles of Frequency Modulation. Journ. I.E.E. 1946, S. 153.

[9] *Güttinger:* Frequenzmodulation. Leemann, Zurich. 1947.

[10] *Clavier:* Application of Fourier Transformes to Variable Frequency Circuit Analysis. Proc. I.R.E. 1949, S. 1287.

[11] *Kettel:* Die nichtlinearen Verzerrungen bei Frequenzmodulation. Telefunkenzeitung, Dez. 1950, S. 167.

[12] *Bosse:* Die dynamischen Übertragungsgroßen eines Vierpols bei Frequenzmodulation. AEÜ 1951, S. 237.

[13] *Hupert:* Normalized Phase and Gain Derivates as an Aid in Evaluation of FM Distortion. Proc. I.R.E. Febr. 1954, S. 438.

[14] *Wagner, K. W.:* Operatorenrechnung und Laplacesche Transformationen. Barth, Leipzig 1952.

[15] *Woschni:* Über die Berechnung von FM-Empfangern unter besonderer Berücksichtigung der Verzerrungen. Nachrichtentechnik 5 (1955) H. 1, S. 4.

[16] *Frühauf:* Der Einfluß der Rückkopplung und der Gegenkopplung auf die Form der Resonanzkurve des zweikreisigen Verstimmungs- und Kopplungsfilters. HF-Technik und Elektroakustik 1937, Heft 3.

[17] *Rothe-Kleen:* Elektronenrohren als Anfangsstufenverstarker. Akademische Verl.-Ges. Leipzig, 1944, S. 158.

[18] *Feldtkeller:* Einführung in die Theorie der Hochfrequenzbandfilter. Hirzel, Stuttgart 1953.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Diskussion

Dr.-Ing. *Wojnar* betonte, daß das Thema schon vielfach bearbeitet wurde, daß sich aber trotzdem etwas Neues sagen läßt. Er möchte einige Worte über seine Dissertation sagen, die vor zwei Jahren an der Technischen Hochschule zu Warschau abgeschlossen wurde. Es wurden neue Ergebnisse erzielt, die im Referat nicht enthalten waren, und zwar:

1. Der Einfluß der Nachentzerrung

Bekanntlich ist der FM-Rundfunk auf reine Frequenzmodulation gegründet. Die Vorverzerrung (preemphasis) und die nachfolgende Nachentzerrung (deemphasis) beeinflussen die Klirrfaktorbildung im günstigen Sinne. Die Oberwellen werden proportional zu der Oberwellenordnung vermindert. Deswegen ist die endgültige Verzerrung kleiner als in den angegebenen Formeln. Es läßt sich also eine geringere Bandbreite der Siebmittel benutzen, als Dr. *Krutsch* angedeutet hat.

2. Die statischen Verzerrungen

Es ist in der obenerwähnten Dissertation gelungen, neue Formeln für die statischen Klirrfaktoren aufzustellen. Die Formel von *Güdtinger* (Zürich) wurde erweitert auf den Fall eines beliebig verstimmten Kreises. Nachher kann man den Bandfilter aus zwei solchen verstimmten Kreisen synthetisieren und die entsprechenden statischen Klirrfaktoren addieren. Neue Formeln lassen erkennen, daß die von Dr. *Woschni* angegebenen Ausdrücke nur erste Annäherung darstellen.

3. Kompensation von Verzerrungen

Im Einklang mit Dr. *Woschnis* Aussage heben sich die Oberwellen im Bandfilter und in einem einfachen Kreis einigermaßen auf. Im statischen Fall werden sich auch die Oberwellen in einem Dreifachbandfilter sehr klein gestalten. In der erwähnten Dissertation wurde dieser Fall genau beobachtet, wobei nachgewiesen wurde, daß es günstig ist, mit einem kleinen Höcker in der Bandmitte zu arbeiten. Dann werden nicht nur die Verzerrungen am kleinsten, sondern es wird auch eine günstige Abstimmung leichter gemacht.

*

Dr. *Krutsch* wies in der Diskussion noch darauf hin, daß die Bandbreite des Empfängers oft kleiner ist als der errechnete Wert. Vom Vortragenden wurde dazu erwähnt, daß dies u.a. daran lag, daß die Bandbreite in der Praxis auf den halben Abfall bezogen wird, während bei den theoretischen Berechnungen ein unendlich steiler Abfall vorausgesetzt wird.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2.9 Empfindlichkeitsmessungen an UKW-Empfängern

Dr.-Ing. *C.-H. Krutzsch*, Dresden

Zum Vergleich der Güte von Rundfunkempfängern ist eine der wesentlichsten Größen die Empfindlichkeit. Die Definition und die Messung der Empfindlichkeit ist in den einzelnen Frequenzgebieten nicht immer einheitlich. Es soll nun untersucht werden, welche Verfahren sich zur Empfindlichkeitsmessung eignen, um besonders UKW-FM-Rundfunkempfänger (im Frequenzgebiet 87,5 bis 100 MHz) zu vergleichen. Bei AM-Empfängern (z. B. im Mittelwellengebiet) war es üblich, die kleinste Eingangsspannung (30 % moduliert) zu messen, bei der an den Lautsprecherklemmen bei voller Lautstärke eine Leistung von 50 mW entsteht. Dieses Verfahren ist nur dann möglich, wenn der äußere Störpegel, der durch atmosphärische Störungen bedingt ist, gegenüber dem inneren Störpegel, der durch das thermische Rauschen, durch den Schroteffekt usw. bedingt ist, überwiegt. Ist ein großer Störpegel im Gerät vorhanden, so wird dieses Verfahren hinfällig, denn die [illegible] 50 mW Ausgangsleistung enthalten einen beträchtlichen Teil Rauschspannung des Empfängers. Bei UKW-Empfängern überwiegt in dem dafür vorgesehenen Frequenzgebiet meist der innere Störpegel. Ganz allgemein besteht für Rundfunkempfänger die Forderung, daß die Nutzspannung, die an den Lautsprecherklemmen gemessen wird, möglichst groß ist gegen die Störspannungen, die von außen in den Empfänger gelangen oder im Inneren des Gerätes entstehen. Man bezeichnet das Verhältnis dieser Spannungen als Störabstand. Vielfach wird dieser Ausdruck auch für den Vergleich zweier Leistungen angewandt. Der Vergleich der Spannungen ist für verschiedene Überlegungen günstiger. Die Messung von Spannungen ist normalerweise einfacher, deshalb wird in dem Nachstehenden meist mit den Spannungen gerechnet.

Da der äußere Störpegel von verschiedenen Faktoren abhängig ist (Antenne, Störer in der Nähe, astronomische Rauscheinströmung usw.), soll er außerhalb dieser Betrachtungen liegen. Darauf hat auch der Entwickler von Empfangsgeräten keinen Einfluß, und zum Vergleich der Empfindlichkeit von verschiedenen Empfängern ist es nicht notwendig, den äußeren Störpegel mit einzubeziehen. Man bezieht sich deshalb bei UKW-FM-Empfängern nur auf den inneren Störpegel, dessen verschiedene Ursachen man sich durch eine Rauschquelle am Eingang ersetzt denken kann. Auf die verschiedenen Ursachen des Rauschens soll hier nicht näher eingegangen werden. Man spricht dann nicht mehr allgemein von Störabstand, sondern von Rauschabstand.

Man kann nun folgende Definitionen für die Empfindlichkeit von UKW-FM-Empfängern unterscheiden:

1. hochfrequenter Rauschabstand, d. h. das Verhältnis der Nutz- zur Rauschspannung vor der Gleichrichterstufe bzw. Begrenzerstufe bei einer bestimmten Eingangsspannung und bei einem bestimmten Frequenzhub;

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2. niederfrequenter Rauschabstand, d. h. das gleiche Verhältnis nach dem Gleichrichter und Begrenzer am Empfängerausgang bei einer bestimmten Eingangsspannung und bei einem bestimmten Frequenzhub;
3. niederfrequenter Geräuschabstand, d. h. das gleiche wie der niederfrequente Rauschabstand, nur daß das Verhältnis der Nutz- zur Rauschspannung durch Vorschaltung eines Ohrkurvenfilters dem menschlichen Gehör nachgebildet ist;
4. Grenzempfindlichkeit. Eine Definition, die von *K. Fränz* und *H. T. Friis* entwickelt wurde. Nach dieser Definition wird das Nutz-Rauschverhältnis gleich eins gesetzt und an den Empfängereingang eine Ersatzantenne angelegt, die mit der Zimmertemperatur T_0 rauscht, um das atmosphärische Rauschen auszuschalten.

Die in der Antenne induzierte Spannung U_e muß gleich der Rauschspannung U_r des Antennenwiderstandes R_a sein, um einen Rauschabstand von 1 zu erhalten. Nach *Nyquist* ergibt sich:

$$U_e^2 = U_r^2 = 4\,k\,T_0 \cdot R_a \cdot \Delta f.$$

Wenn man auf die Leistung übergeht, kann man die Gleichung vom Antennenwiderstand unabhängig gestalten. Bei Anpassung ist:

$$N = \frac{U^2}{4\,R_a} = k\,T_0\,\Delta f,$$

und um außerdem unabhängig von der Bandbreite Δf zu sein, schreibt man die Gleichung wie folgt:

$$\frac{N}{\Delta f} = 1\,k\,T_0 = 400 \cdot 10^{-23}\ \mathrm{Ws}^2.$$

Die Grenzempfindlichkeit gibt man als Vielfaches dieses Wertes an:

$$\text{Grenzempfindlichkeit} = n \cdot k\,T_0,$$

mit dem oft benutzten Rauschfaktor F (Rauschfaktor = Signal-Rauschverhältnis am Eingang zum Signal-Rauschverhältnis am Ausgang), der angibt, wie leicht nachzuweisen ist. Der theoretisch günstigste Wert ist $F = 1$, denn mit diesem KT_0-Wert rauscht die Ersatzantenne. (Statt F wird häufig auch die Rauschzahl $= F\text{-}1$ angegeben.)

Zur Messung des Rauschfaktors benutzt man eine Diode, die im Sättigungsgebiet arbeitet. Die Diode gibt im Sättigungsgebiet einen mittleren Strom ab von der Größe

$$\overline{i_r^2} = 2e\,J_a\,\Delta f,$$

e Elementarladung,
J_a Anodenstrom,
Δf Bandbreite.

Über einem Widerstand fällt eine Rauschspannung ab von der Größe

$$\overline{U_r^2} = 2\,e\,J_a\,\Delta f\,R_a^2.$$

Durch Regeln von J_a mittels des Heizstroms kann die abgegebene Rauschspannung verändert werden. R_a (meist 70 Ω) wählt man dabei so groß, daß Anpassung an dem Empfängereingang herrscht. Die Rauschleistung ist dann

$$N_r = \frac{\overline{U_r^2}}{4\,R_a} = \frac{1}{2}\,e\,J_a\,R_a\,\Delta f, \qquad (7)$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

und wiederum bezogen auf die Bandbreite 1 Hz ergibt

$$\frac{N_r}{\Delta f} = \frac{1}{2} e\, R_a J_a = F k T_0 \qquad \text{[n. Gl. (3)]}; \tag{8}$$

F ist dann:

$$F = \frac{1}{2} \cdot \frac{e \cdot R_a \cdot J_a}{k T_0} = 20 \cdot R_a \cdot J_a . \tag{9}$$

Die Messung wird nun so vorgenommen, daß zunächst die Rauschspannung an der letzten ZF-Stufe bei kalter Katode und dann die Rauschspannung mit einer zusätzlichen Rauschspannung der geheizten Diode gemessen wird. Die zusätzliche Rauschspannung wird so gewählt, daß sich der $\sqrt{2}$fache Wert der ursprünglichen Rauschspannung einstellt. Dann hat die Rauschspannung des Empfängers denselben Wert wie die zugeführte Rauschspannung, da sich die beiden Spannungen addieren zu

$$u_{ges} = \sqrt{u_e^2 + u_d^2} \tag{10}$$

u_d zusätzliche Rauschspannung des Rauschgenerators

und bei einem HF-Rauschabstand vor 1 ist $u_e = u_d$ und

$$u_{ges} = u_e \cdot \sqrt{2} . \tag{11}$$

Damit kann F leicht aus Gl. (9) berechnet werden. Beim Aufbau des Rauschgenerators mit einer Diode muß darauf geachtet werden, daß der Ausgang des

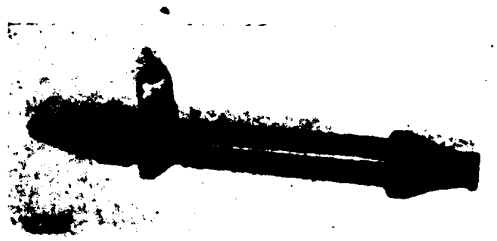


Bild 1. Rauschdiode auf eine Koaxialleitung aufgesetzt

Generators rein ohmisch ist, da sonst die Blindkomponente den Eingangskreis des Empfängers verstimmt und dadurch Fehlmessungen möglich sind. Es wurde deshalb in einem ausgeführten Beispiel (Bild 1) die Rauschdiode in den Mittelleiter einer Koaxialleitung eingekoppelt, die mit einem 70 Ω-Widerstand reflexionsfrei abgeschlossen war.

Die Messung mit einem Rauschgenerator (Bild 2) ist einfach, da hierbei die Kenntnis der Bandbreite des Empfängers nicht nötig ist. Dabei ist noch zu erwähnen, daß die Messung der Rauschspannung auch nach einem nichtlinearen Schaltelement (z. B. Demodulator) erfolgen kann.

Ist der Rauschfaktor F eines Empfängers bekannt, so ist die Berechnung des niederfrequenten Rauschabstandes nach einer von *Stout* angegebenen Gleichung möglich. In diese Gleichung ist der Einfluß der Umsetzerstufe, der Gleichrichtung und der Amplitudenbegrenzerstufe sowie der Bandbreite nach der Gleichrichtung einbezogen, wobei allerdings eine lineare Gleichrichtung und ein idealer Ampli-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2

[illegible] wurde, von *Stratt* (Lehrbuch der drahtlosen Nachrichtentechnik „Verstärker und Empfänger") angegebenen Gleichung der Störschallspannung zur Nutzschallleistung

$$\frac{\mathfrak{U}_r}{\mathfrak{U}_s} = \frac{2\,I_r^2}{I_0^2} \cdot \frac{1}{3}\left(\frac{\pi\,B}{\omega}\right)^2 \tag{12}$$

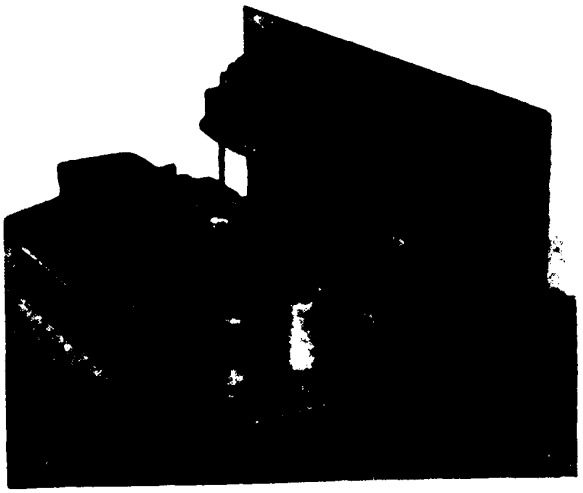


Bild 2. Rauschgenerator mit Rauschdiode und Koaxialleitung

kann man leicht durch Umformung das Spannungsverhältnis gewinnen. Es ergibt sich dann:

$$\frac{\mathfrak{U}_s}{\mathfrak{U}_r} = \frac{\mathfrak{U}_e}{\sqrt{8\,F\,k\,T_0 \cdot R_a \cdot B_n}} \frac{\Delta f}{\sqrt{\frac{1}{3}\,B_n^2}}, \tag{13}$$

wobei

$\mathfrak{U}_s$	Signalspannung [V],
$\mathfrak{U}_r$	Rauschspannung [V],
$\mathfrak{U}_e$	Eingangsspannung [V],
F	Rauschfaktor,
kT_0	$400 \cdot 10^{-23}$ Joule bei $T = 293°$ K (20° C),
R_a	Widerstand der Antennennachbildung,
B_n	wirksame Rauschbandbreite nach der Gleichrichtung [Hz],
Δf	Frequenzhub [Hz]

ist.

Dieser Rauschabstand vergrößert sich noch durch den Einfluß der Deemphasis um den Faktor D. Für eine Deemphasis von 50 μs ergeben sich theoretisch folgende Werte:

$$D_{10\text{ kHz NF-Bandbr.}}^{\times} = 1{,}58$$

$$D_{15\text{ kHz NF-Bandbr.}}^{\times} = 1{,}86\,,$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

wenn kein Begrenzer im Gerät vorhanden ist. Bei einem Gerät mit idealem Begrenzer ist

$$D^{\times}_{\text{bei 10 kHz NF-Bandbr.}} = 2{,}34$$

$$D^{\times}_{\text{bei 15 kHz NF-Bandbr.}} = 3{,}24.$$

Diese theoretischen Werte werden etwas verkleinert durch Herabsetzen des maximal möglichen Frequenzhubs des Senders, so daß sich für ein Gerät mit idealem Begrenzer

$$D_{\text{bei 10 kHz NF-Bandbr.}} = 1{,}25$$

$$D_{\text{bei 15 kHz NF-Bandbr.}} = 1{,}73$$

ergibt.

In Diagramm 10 wurde eine mit dieser Gleichung berechnete Kurve eingetragen.

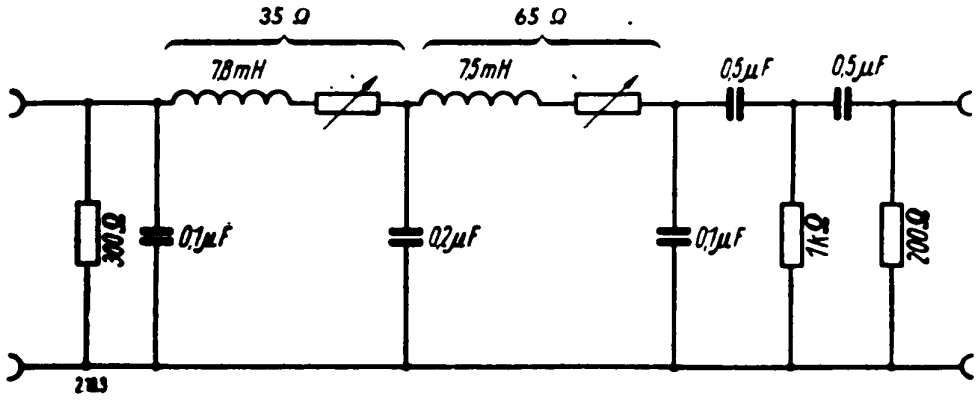


Bild 3. Schaltung des Ohrkurvenfilters (Geräuschfilter)

Da zu dieser Berechnung der Rauschfaktor und die wirksame Rauschbandbreite des Empfängers bekannt sein müssen und außerdem Gl. (13) verschiedene ideale Voraussetzungen enthält, ist es zweckmäßiger, den Rauschabstand direkt zu messen.

Um nun auch die Empfindlichkeit des menschlichen Ohres auf das Störspektrum in die Messung mit einzubeziehen, ist es angebracht, vor das Spannungsmeßinstrument ein Filter zu schalten, das der Ohrkurve entspricht. Die Ohrkurve ist genormt, und die Herstellung eines derartigen Filters ist labormäßig einfach (Bild 3). Die auf diese Weise durchgeführte Messung ergibt den Geräuschabstand im Gegensatz zum Rauschabstand.

Die Messung wird folgendermaßen durchgeführt:

An den Empfängereingang wird ein frequenzgeeichter UKW-Meßsender angelegt, der es gestattet, sehr kleine Spannungen (möglichst unter 1 µV) unmoduliert und frequenzmoduliert (Modulationsfrequenz 800 ··· 1000 Hz) mit verschiedenem Hub einzustellen. Am Niederfrequenzausgang wird das Ohrkurvenfilter (oder Geräuschfilter) und ein NF-Rohrenvoltmeter angeschaltet. Der eine Kurvenzweig wird so aufgenommen, daß für verschiedene unmodulierte HF-Eingangsspannungen die zugehörigen Niederfrequenzspannungswerte gemessen und in ein logarithmisches Diagramm eingetragen werden. Ein zweiter Kurvenzug ergibt sich, wenn die HF-Eingangsspannung bei einem Frequenzhub von 12 kHz

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

bar 1000 Hz [illegible] wird. Die beiden Äste streben auseinander, und deren Abstand ergibt [illegible] das Verhältnis U_{NF}/U_{HF}, also den Geräuschabstand. Um nur einen Spannungswert für die Empfindlichkeit angeben zu müssen, hat sich allgemein der Spannungswert bei einem Geräuschabstand von 26 dB (Spannungsverhältnis 1 : 20) eingeführt. Bei dieser Eingangsspannung (26 dB Geräuschabstand) ist der Empfang noch nicht rausch- oder störungsfrei, dies ist nur eine untere Grenze, bei der ein mäßiger Empfang im Zimmer noch möglich ist.

Die Meßfrequenz (f_h) beträgt bei Angabe nur dieses einen Spannungswertes 92 bis 94 MHz bei UKW-FM-Empfängern. Dieser Wert liegt ungefähr in der Mitte des UKW-Bandes. Die Stellung des Lautstärkereglers ist dabei unwesentlich. Es muß nur darauf geachtet werden, daß der NF-Verstärker am Ausgang mindestens 50 mW Leistung abgibt, wenn bei 12 kHz Frequenzhub die Mindesteingangsspannung (bei 26 dB Geräuschabstand) anliegt, und daß der Netzbrumm des NF-Verstärkers nicht übermäßig hoch wird. Die Stellung des Tonreglers steht auf hell, um das Ohrkurvenfilter nicht zu fälschen.

Einige typische Beispiele dieser Nutz-Geräuschspannungskurven sind in den folgenden Diagrammen aufgenommen worden (Bild 4 bis 8). Aus diesen Kurven sind außer dem Geräuschabstand verschiedene weitere Aussagen über einige Funktionen des UKW-FM-Empfängers möglich. Dies soll an Hand der Kurven

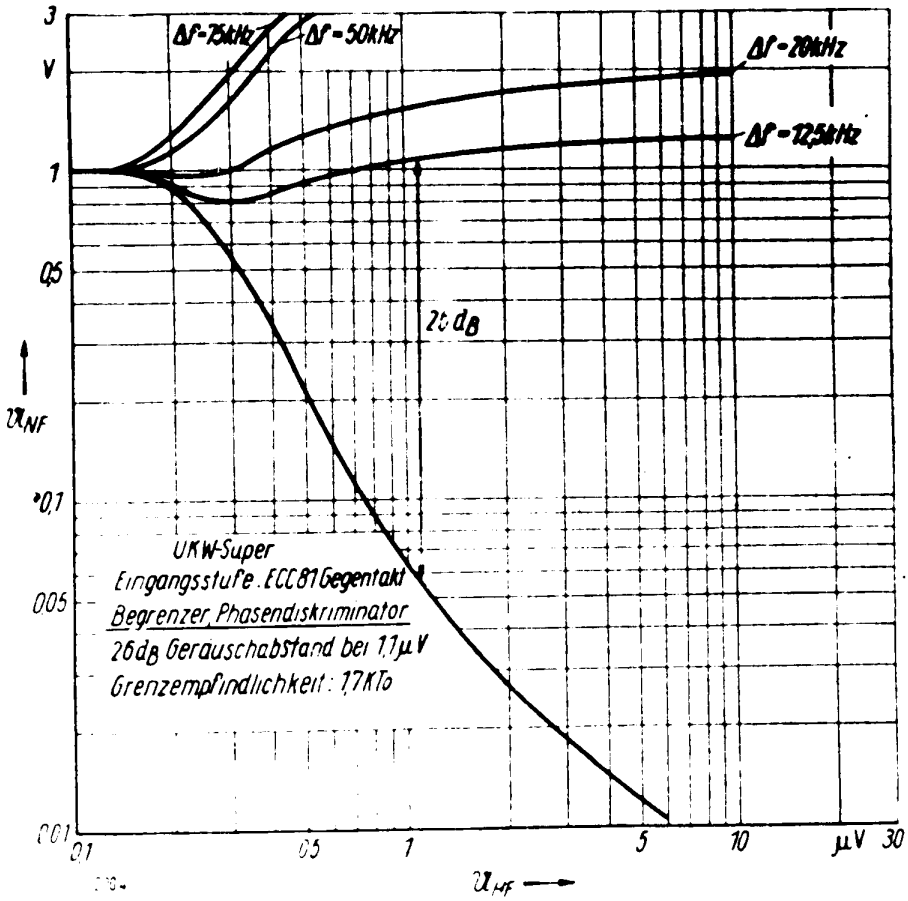
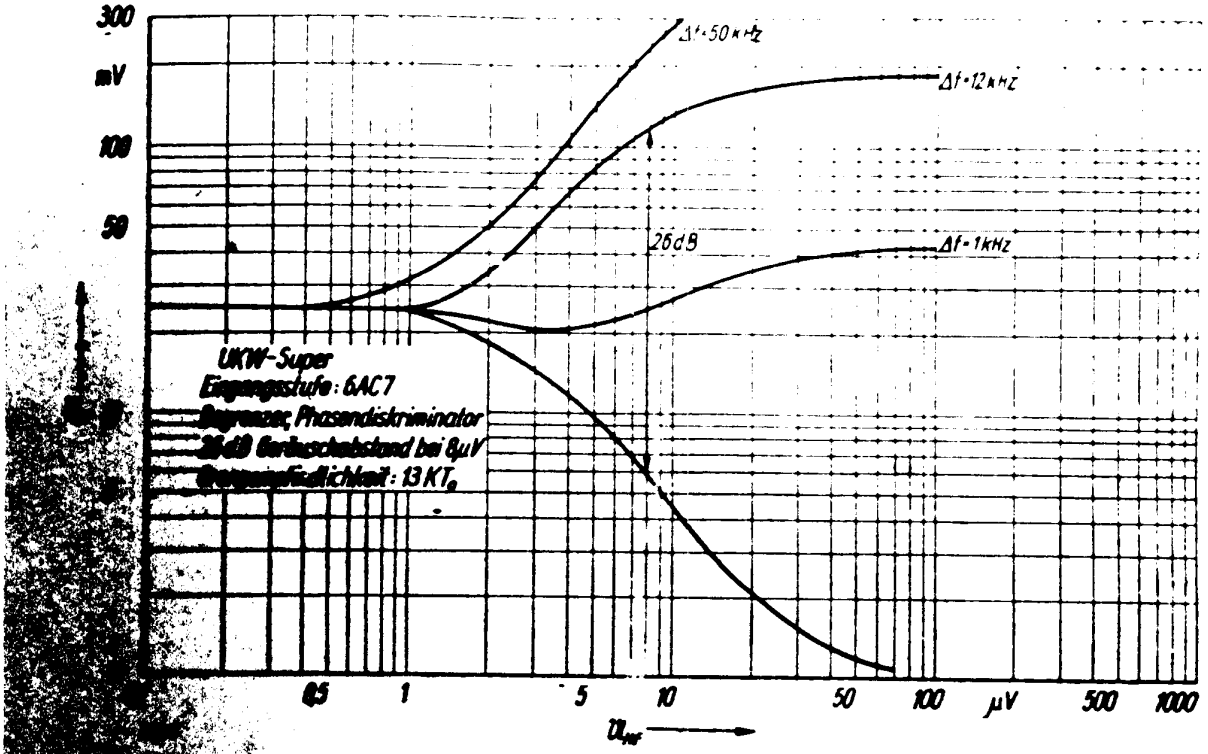


Bild 4. Nutz-Geräuschspannungskurven eines sehr empfindlichen Spezial-UKW-Empfängers: Grenzempfindlichkeit 1,7 KT_0, 26 dB *Geräuschabstand bei* $U_e = 1{,}1$ **μV**

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3



Nutz-Geräuschspannungskurven eines Laborempfängers mit Phasendis-[illegible] und Begrenzer; Grenzempfindlichkeit 13 KT_0, 26 dB Geräuschabstand bei $U_e = 8\ \mu V$

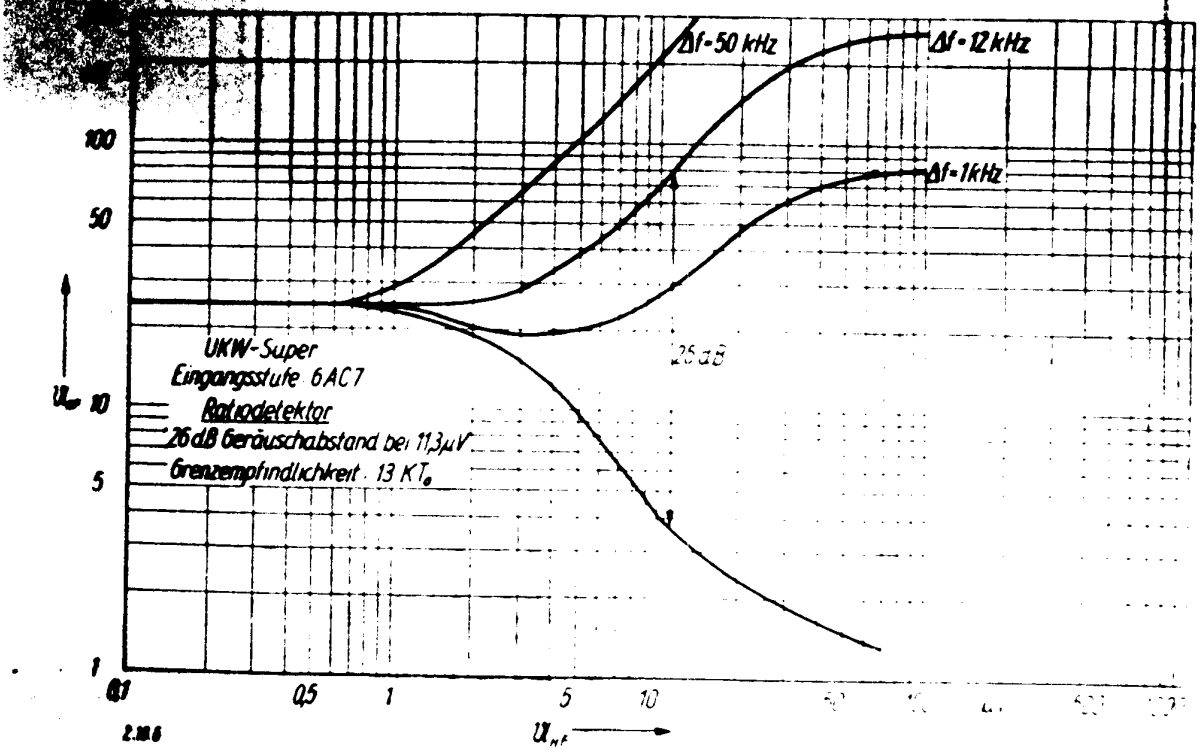


Bild 6. ***Nutz-Geräuschspannungskurven*** *desselben Laborempfängers mit Ratio-*
detektor: ***Grenzempfindlichkeit*** 13 KT_0, 26 dB *Geräuschabstand* $U_e = 11{,}3\ \mu V$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

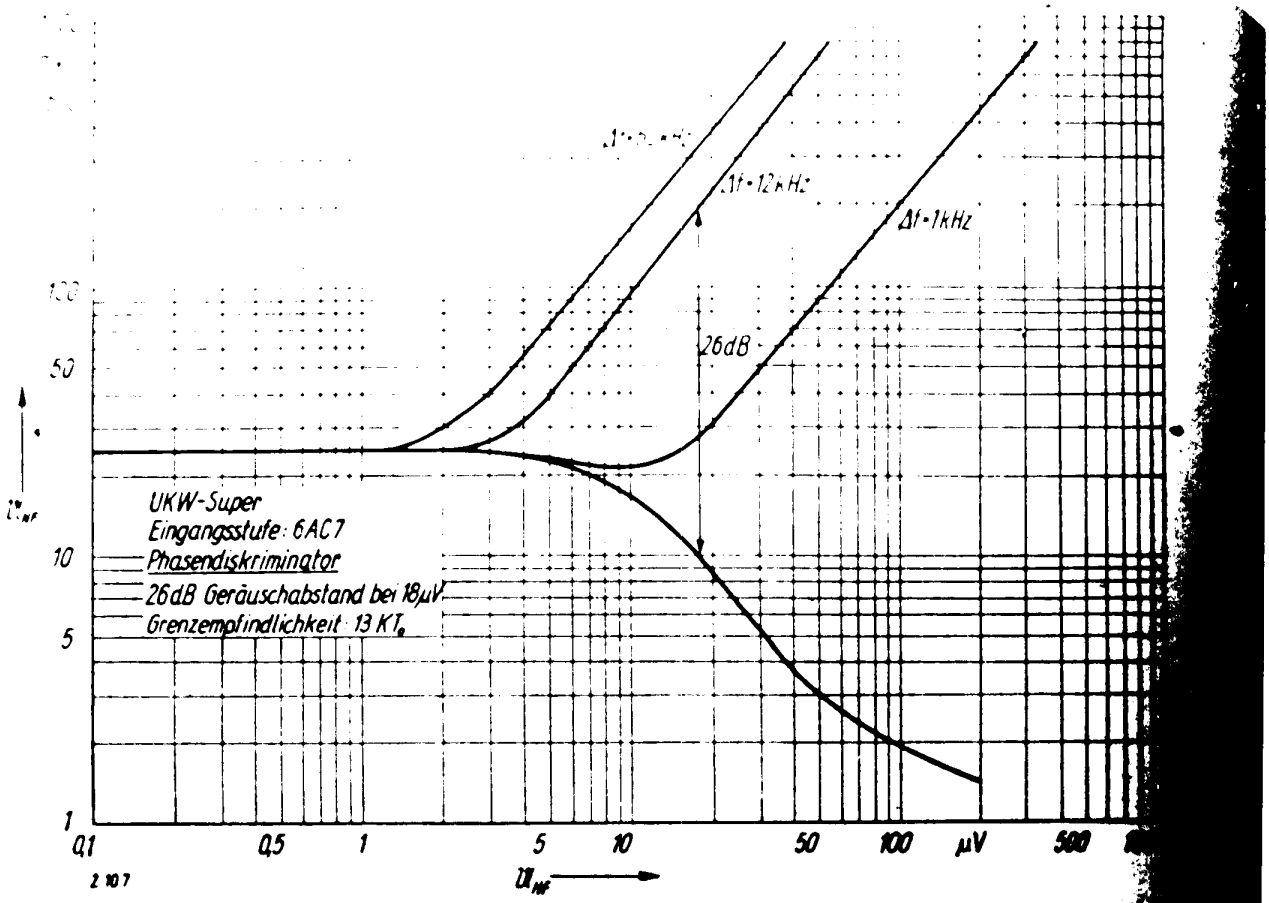


Bild 7. Nutz-Geräuschspannungskurven desselben Laborempfängers mit Ph... diskriminator: Grenzempfindlichkeit 13 KT_0, 26 dB Geräuschabstand bei U_e = 18

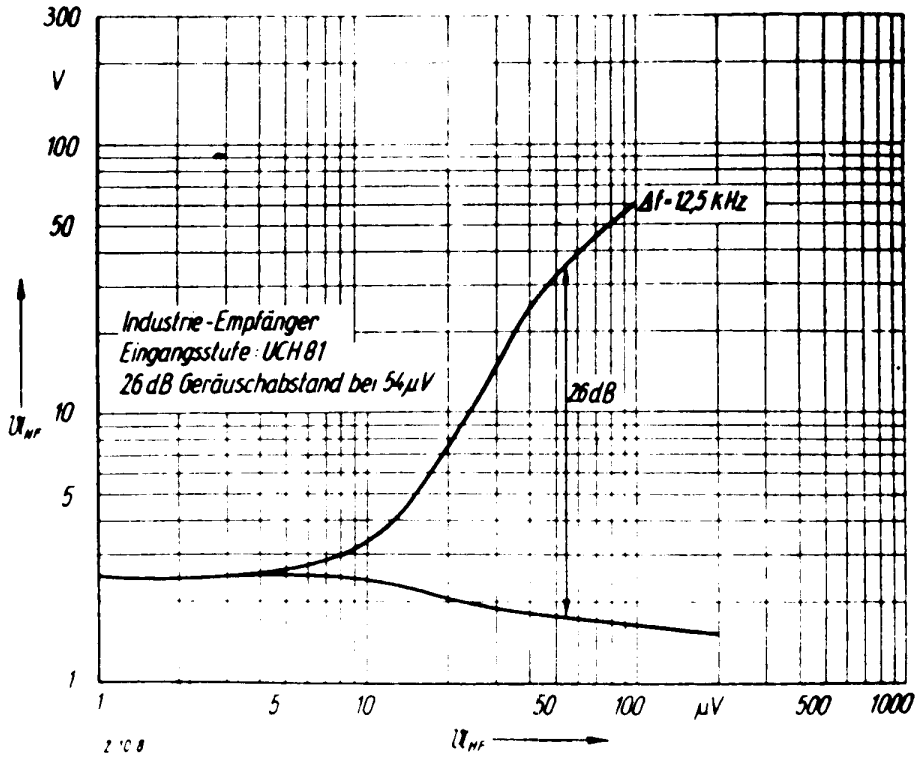


Bild 8. Nutz-Geräuschspannungskurven eines Industrieempfängers 26 dB *Geräuschabstand bei* U_e = 54 μV

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

beispiele (Bild 9) gezeigt werden. Zunächst wird der abfallende Kurvenzweig der Geräuschspannung betrachtet.

a) Bei fehlender Begrenzung fällt der Störpegel flach ab, während bei guter Begrenzung der Abfall steiler ist.

b) Bei großem Netzbrumm biegt der Störpegel schon bei kleinen Eingangsspannungen zu einer parallelen Geraden zur Abszissenachse um und weist damit auf einen Fehler im Netzteil hin.

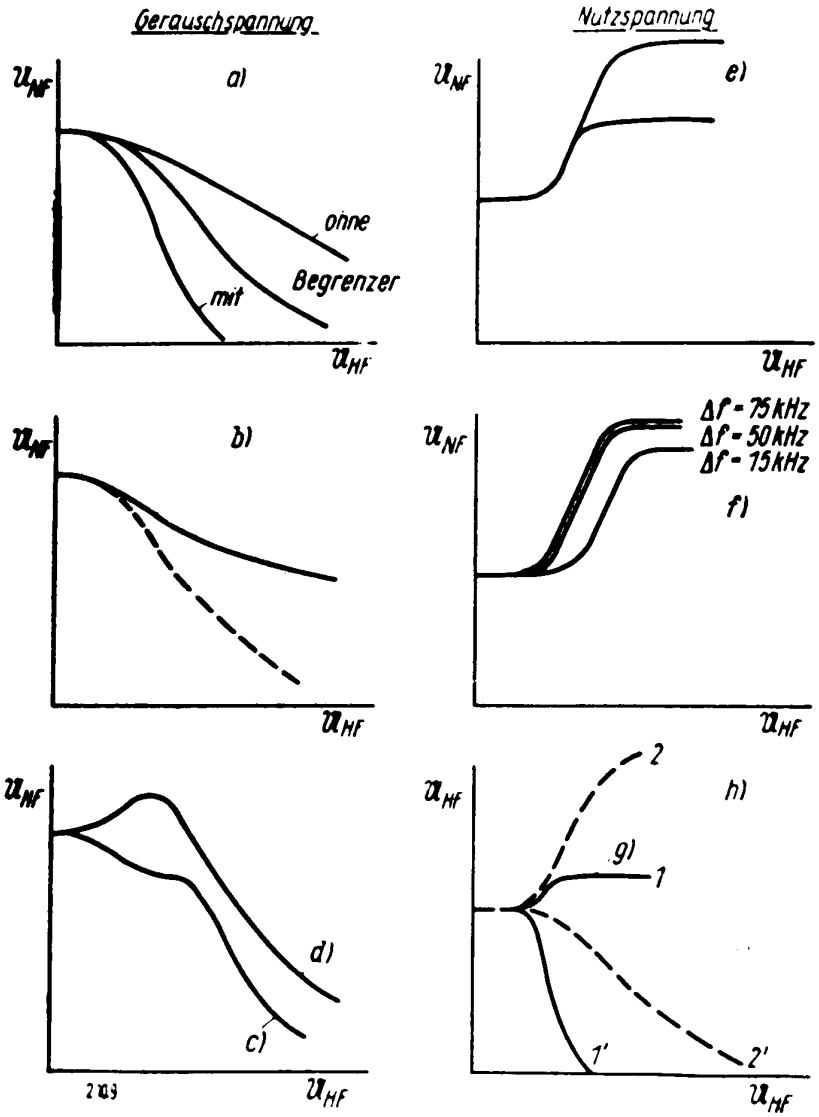


Bild 9. Typische Beispiele für Geräuschspannungs- und Nutzspannungskurven

c) Höcker auf der Störspannungskurve weisen auf Schwingneigung im HF- oder ZF-Teil hin.

d) Höcker können auch auftreten, wenn die Zwischenfrequenz verstimmt wird, was bei schwundgeregelten Empfängern durch Verändern der Röhreneingangskapazität geschehen kann.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

e) Der Verlauf der Nutzspannungskurve läßt folgende Schlüsse zu: Das Umbiegen der Nutzspannungskurve gibt Auskunft über den Begrenzereinsatz. Der Begrenzereinsatz erfolgt bei kleinen Spannungswerten, wenn das Umbiegen der Nutzspannungskurve zur Waagrechten bei kleinem Nutzpegel erfolgt. Ist auch nach dem Umbiegen die Nutzspannungskurve noch nicht waagrecht, so ist die Wirkung des Begrenzers nicht vollständig.

f) Betrachtet man verschiedene Nutzspannungskurven, die durch verschiedenen Frequenzhub entstehen, so müssen die einzelnen Kurvenzüge bei größeren Eingangsspannungen parallel verschoben sein. Liegen die Kurven bei großen Frequenzhüben dicht beisammen oder überdecken sich, so ist die HF- bzw. ZF-Bandbreite des Empfängers oder der Durchlaßbereich des Umformers zu schmal.

g) Macht der Nutzpegel einen plötzlichen Knick, so kann auch eine Übersteuerung des NF-Teiles vorliegen.

h) Die Kurven zeigen nochmals den Unterschied zwischen einem Empfänger mit guter und einem Empfänger mit schlechter Begrenzung. Bei schlechter Begrenzung ergeben sich Nachteile, wie starke Anfälligkeit gegen äußere Amplitudenstörung (z. B. Fading usw.).

Zum besseren Vergleich mehrerer Empfänger trägt man zweckmäßigerweise die Ergebnisse der Nutz-Geräuschspannungskurven in ein weiteres Diagramm ein (Bild 10). Die Abszissenachse (Eingangsspannung U_e in μV) bleibt dabei unverändert, während auf der Ordinate direkt die Geräuschabstände $\frac{U_{sg}}{U_{rg}}$ logarithmisch aufgetragen werden.

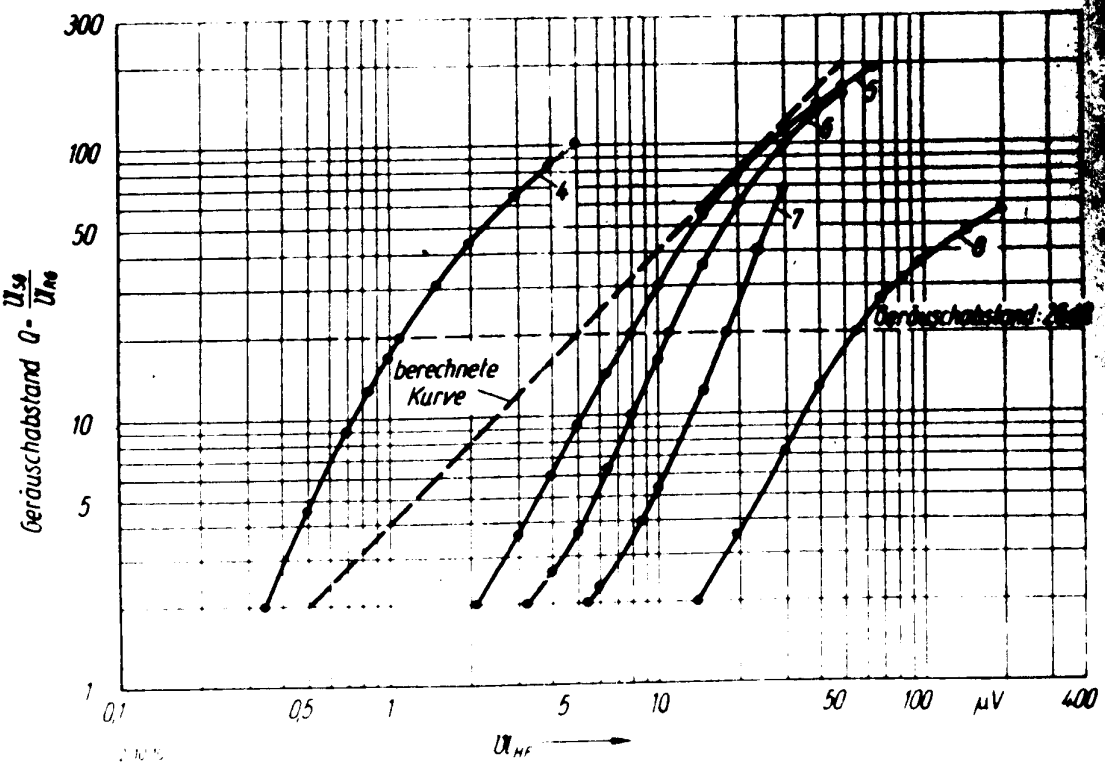


Bild 10. Gemessene Geräuschabstände aus 4 bis 8 und ein berechneter Rauschabstand, aufgetragen über der Eingangsspannung

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

getragen werden. Es ergeben sich dann Kurvenzüge, die sofort die Empfindlichkeitsunterschiede der einzelnen Empfänger erkennen lassen. Weiterhin ersieht man daraus, daß die Kurven bei kleinen Geräuschabständen steil ansteigen und bei größeren Geräuschabständen flacher werden. Theoretisch müßten alle Kurven unter 45° verlaufen, wie die im gleichen Diagramm enthaltene nach Gl. (13) berechnete Kurve zeigt. Dabei wurden folgende Werte in Gl. (13) eingesetzt: $F = 13$ (gültig für die Kurven *5*, *6*, *7* in Bild 5, 6 und 7), $B_n = 14$ kHz, $R_a = 70\ \Omega$, $\Delta f = 12$ kHz, $D = 1{,}73$ und U_e als Variable. Dabei ist zu beachten, daß bei der Berechnung das Ohrkurvenfilter nicht berücksichtigt wurde. Es ergeben sich also für die berechnete Kurve die Rauschabstände und nicht die Geräuschabstände. Nur bei größeren Geräuschabständen gleichen sich die gemessenen Kurven an die berechneten an. Bei kleinen Geräuschabständen ist eine Abweichung zu erwarten, da der Einsatz des Begrenzers erst bei höheren Eingangsspannungen eintritt und die theoretisch entwickelte Gl. (13) einen idealen Begrenzer voraussetzt. Bei höheren Eingangsspannungen verlaufen die gemessenen Geräuschabstandskurven oft flacher als 45°. Im Grenzfall können diese Kurven waagrecht werden. Dies ist dann der Fall, wenn eine im Gerät vorhandene Brummspannung den Geräuschabstand nicht mehr anwachsen läßt. In der Nutz-Geräuschspannungskurve verlaufen in diesem Fall die beiden Kurvenäste parallel und waagrecht. Man erkennt daraus weiterhin, daß besonders bei Empfängern mit gutem Begrenzer (Kurvenast der Nutzspannung verläuft von kleinen Eingangsspannungen an waagrecht) darauf geachtet werden muß, daß der Kurvenzug der Geräuschspannung erst bei sehr großen Eingangsspannungen waagrecht verläuft, d. h. daß die Brummspannung des Empfängers durch gute Siebung möglichst klein gehalten werden soll, damit der Geräuschabstand keinen kleinen Grenzwert besitzt.

Man ersieht daraus, daß die Aufnahme der Nutz-Geräuschspannungskurven für den Entwickler und Abnehmer von UKW-FM-Geräten eine Möglichkeit darstellt, die Güte zu beurteilen und besondere Eigenschaften des Gerätes und evtl. Fehler zu erkennen.

Literatur

Strutt, M. J. O.: Lehrbuch der drahtlosen Nachrichtentechnik, Bd. IV „Verstärker und Empfänger". Springer-Verlag Berlin, Göttingen, Heidelberg.

Rothe, H.: „Die Röhre im UKW-Empfänger", Teil III. Franzis-Verlag, München.

Zeiger, G.: Diplomarbeit, Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronenröhren der Technischen Hochschule Dresden.

Diskussion

Der Vortrag ergab, daß als günstigste Modulationsfrequenz allgemein eine Frequenz von 1 kHz benutzt wird. Man müßte sich überlegen, ob bei einem bei uns gebauten Meßsender, für den eine Eigenmodulation von 400 Hz vorgesehen ist, eine solche von 1 kHz angebracht ist. Weiterhin wurde bemerkt, daß der für Empfindlichkeitsmessungen am UKW-Teil eines Rundfunkempfängers normalerweise verwendete Frequenzhub von 12 kHz sich nur ungenau einstellen läßt.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2.10 Die Automatisierung in der Sendertechnik, dargestellt am Beispiel eines automatischen Antennenanpaßgerätes

Ing. *G. Schöps*, Berlin-Köpenick

Die Bedienung eines Senders mit veränderlicher Arbeitsfrequenz setzt sich, abgesehen von Tastung oder Modulation, im wesentlichen aus zwei Arbeitsgängen zusammen. Diese sind Einstellung des Senders auf die gewünschte Arbeitsfrequenz und Anpassung der Antenne an den Senderausgangswiderstand. Der erste Arbeitsgang ist also ein frei wählbarer, während der zweite vom ersten und den Daten der Antenne abhängig ist, d. h., der Bedienende muß beim Arbeitsgang „Antenne anpassen" die Anpassungselemente des Antennenteiles so betätigen, wie es ihm von den zugehörigen Meßgeräten angegeben wird. Der zweite Arbeitsgang ist voll automatisierbar. In der Praxis besteht auch ein dringendes Bedürfnis seiner Automatisierung. Bekanntlich müssen Sender und Antennenanpaßgerät oft räumlich getrennt aufgestellt werden. Soll trotzdem eine zentrale Bedienungsmöglichkeit der Gesamtanlage gewahrt werden, so muß das Antennenanpaßgerät dann entweder fernbedient oder automatisiert werden. Da sowohl bei einer Automatisierung als auch bei einer Fernbedienung befehlgebende Meßgeräte und muskelkraftersetzende Motoren notwendig sind, ist eine Automatisierung auch aus wirtschaftlichen Gründen durchaus gerechtfertigt. Sie bringt zusätzlich eine wesentliche Entlastung des Bedienenden und erspart die bei Fernbedienung notwendige vieladrige Steuerleitungskabel zwischen Sender und Antennenanpaßgerät.

Ein automatisches Antennenanpaßgerät für einen 800-W-Mittelwellensender

Die bei einer Automatisierung auftretenden Probleme und deren Lösungen werden im folgenden am Beispiel eines automatischen Antennenanpaßgerätes für einen 800-W-Schiffssender erläutert. Das Gerät soll in einem Frequenzbereich von 405 ... 535 kHz Schiffsantennen mit einer Kapazität von 250 ... 1000 pF und einem reellen Widerstand von 2 ... 10 Ω automatisch an ein 60-Ω-Kabel anpassen. Die HF-Ansprechleistung für die automatische Regelung soll $\leq$ 100 W und die maximale Belastbarkeit des Gerätes 1000 W sein.

Die üblichen Schiffsantennen haben in diesem Frequenzbereich einen Eingangswiderstand von $R - jX$. Dieser komplexe Widerstand muß an das Speisekabel mit einem reellen Wellenwiderstand von 60 Ω angepaßt werden. Dazu ist ein Abstimm- und ein Transformationsglied erforderlich. Jedem der beiden Glieder wird ein Motorsteuerteil und ein Meßgerät zugeordnet. Als Meßgeräte kommen wegen ihrer Unabhängigkeit von der HF-Leistung des Senders Brückenschaltungen in Frage, die die Abweichungen von den Brückennullwerten $\varphi = 0$ Grad und $Z = 60\,\Omega$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

in entsprechend polarisierte Steuergleichspannungen umwandeln. Ist z. B. der Kabelabschlußwiderstand, bestehend aus Antenne, Transformations- und Abstimmglied, kapazitiv, so muß die φ-Brücke eine Steuerspannung abgeben, die den zugehörigen Motor, kurz φ-Motor genannt, veranlaßt, das Abstimmglied so zu betätigen, daß der Phasenwinkel kleiner und schließlich Null wird. Die Antenne ist

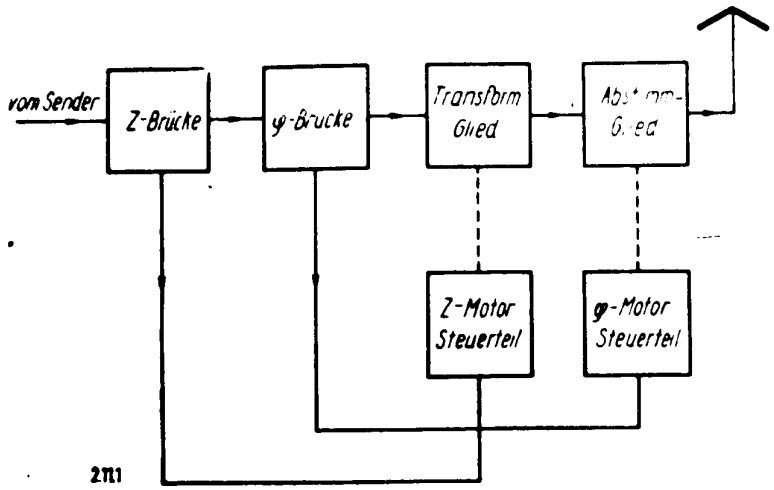


Bild 1. Blockschaltbild des automatischen Antennenanpaßgerätes

bestimmt. Das gleiche gilt für die Z-Brücke, den Z-Motor und das Transformationsglied. Das Blockschaltbild für das automatische Antennenanpaßgerät ist in Bild 1 dargestellt.

Die Z-Brücke

Die Fehlanpassung zwischen Kabel und Antenne weicht am Kabelausgang der Quotient $U_k : I_k$ vom Wellenwiderstand des Kabels ab. Es ist also eine Meßanordnung erforderlich, die diese Abweichung in eine Steuergleichspannung umsetzt, deren Größe vom Grad der Abweichung und deren Polarität von der Richtung der Abweichung bestimmt wird. Zur einfachen Gestaltung des Z-Motorteils muß für die Z-Brücke eine Schaltung gewählt werden, die eine möglichst große Steuerspannung liefert. Diese Bedingung erfüllt eine Differenzschaltung aus zwei Diodengleichrichterstrecken, wie sie Bild 2 zeigt. Die eine Diodenstrecke liegt direkt an der Kabelspannung U_k, während die andere eine dem Kabelstrom I_k proportionale Spannung erhält. Um eine optimale Empfindlichkeit bei einer derartigen Schaltung zu erreichen, muß im angepaßten Betriebszustand die dem Strom proportionale Spannung etwa gleich der Kabelspannung sein.

Bei einer Z-Brücke nach *True* wird die stromproportionale Spannung an einem 1-Ω-Widerstand gewonnen, der in Reihe mit dem Kabelabschlußwiderstand liegt. Diese Anordnung würde aber selbst bei voller HF-Leistung von 800 W nur 3,65 V HF-Spannung für die zweite Diodenstrecke liefern. Die Kabelspannung U_k von 219 V müßte dann durch einen Spannungsteiler entsprechend heruntergesetzt werden, und damit würde die Empfindlichkeit der Z-Brücke so klein, daß ihr zur Aussteuerung des Motors ein komplizierter mehrstufiger Verstärker nachgeschaltet werden müßte.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Eine weitere Möglichkeit zur Gewinnung der stromproportionalen Spannung besteht in der Verwendung eines Wandlers, wie er bei HF-Strommessern üblich ist. Die in seiner Sekundärwicklung induzierte Leerlaufspannung ist $E_2 = I_k \cdot \omega \cdot k \cdot \sqrt{L_1 L_2}$, also um so größer, je höher bei einem bestimmten Kabelstrom I_k der Kopplungsfaktor k und die Induktivitäten L_1 und L_2 sind. Analog wurde ein sich harmonisch in die 60-Ω-Leitung einfügender Wandler mit einem möglichst großen Kopplungsfaktor k verwendet und seine Sekundärinduktivität L_2 so groß gewählt, daß sie mit der Wicklungs-, Schalt- und einer kleinen Trimmkapazität bei der mittleren Arbeitsfrequenz Resonanz ergibt. Der dadurch bedingte starke Frequenzgang wird durch

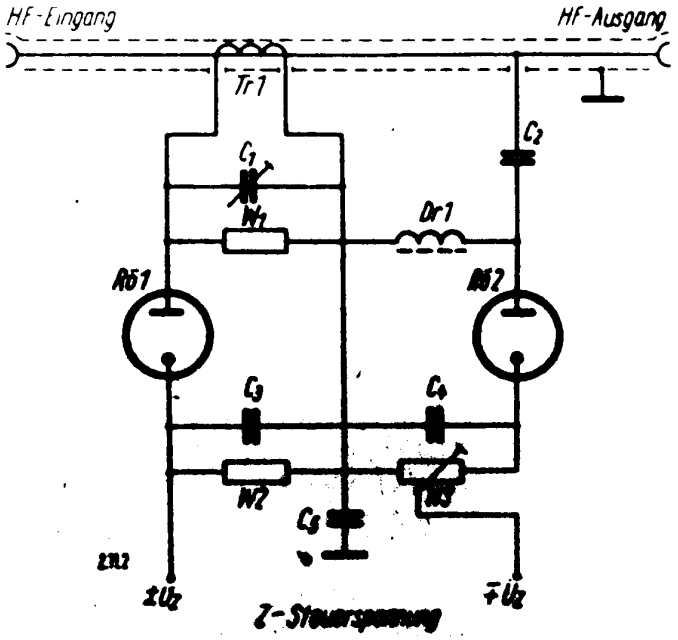


Bild 2. Prinzipschaltbild der Z-Brücke

entsprechende Bedämpfung so weit eingeebnet, daß der entstehende Fehler d Z-Brücke bzw. der sich ergebende Anpassungsfehler zwischen Sender und Antenn praktisch bedeutungslos wird. Mit einem derartigen Resonanzwandler wurde b 3,65 A Kabelstrom (entspricht 800 W an 60 Ω) etwa 180 V stromproportiona HF-Spannung gewonnen. Die Empfindlichkeit der Z-Brücke nach Bild 2 betrug dann bei 100 W HF-Leistung etwa 0,8 V/Ω und bei 800 W HF-Leistung etwa 2,3 V/Ω. Die Brückenempfindlichkeit ist definiert als das Verhältnis der Steuerspannungsänderung zur zugehörigen Scheinwiderstandsänderung.

Die φ-Brücke

Am Eingang eines verstimmten Antennenkreises sind Strom und Spannung nicht in Phase. Als befehlgebendes Meßgerät für das φ-Motorsteuerteil ist eine Meßeinrichtung erforderlich, die diese Phasenverschiebung in eine Steuergleichspannung umwandelt, deren Größe durch den Grad der Phasenverschiebung und deren Polarität durch die Richtung der Abweichung bestimmt wird. Die geforderte Empfindlichkeit der φ-Brücke ist analog der der Z-Brücke.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Eine allgemein bekannte φ-Brücke arbeitet mit zwei Diodenstrecken in einer dem Diskriminator ähnlichen Schaltung. Dieses Verfahren liefert aber nur relativ kleine Steuerspannungen, weil man über den Wandler nur verhältnismäßig kleine „stromphasenabhängige" Spannungen einkoppeln kann. Eine Erhöhung der Wandlerspannung wie bei der Z-Brücke durch Ausnutzung der Resonanzüberhöhung ist hier nicht möglich, da dann die für das Meßprinzip erforderliche 90°-Phasenverschiebung zwischen Kabelstrom und Wandlersekundärspannung nicht mehr gewahrt wäre.

Um aber auch im φ-Kanal ohne zusätzlichen Steuerspannungsverstärker auszukommen, wurde eine neue Schaltung entwickelt, die die Funktion einer φ-Brücke

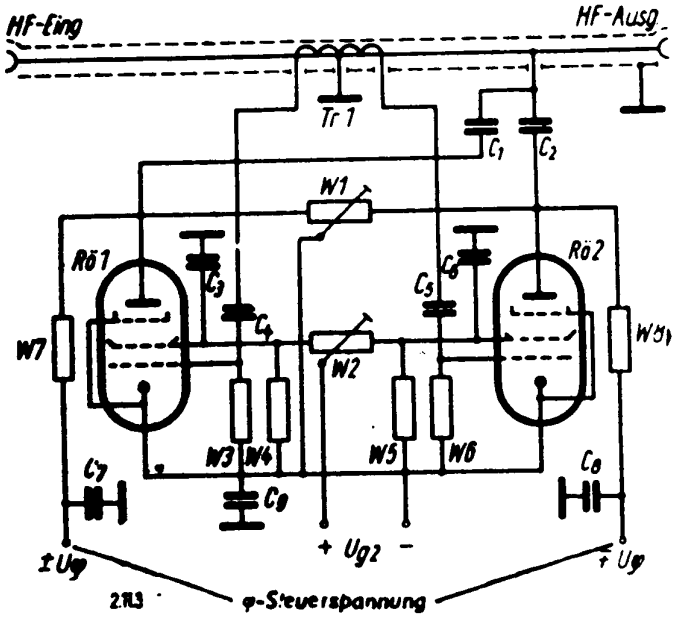


Bild 3. Prinzipschaltbild der φ-Brücke

mit der eines Verstärkers vereint. Wie Bild 3 zeigt, werden dabei die relativ kleinen „stromphasenabhängigen" Wandlerspannungen den Gittern zweier Pentoden zugeführt, während die genügend große „spannungsphasenabhängige" Kabelspannung an die Anoden der beiden Röhren gelegt wird. Die Schirmgitter der beiden Röhren werden über einen zum Abgleich regelbaren Spannungsteiler mit Gleichspannung gespeist. Trioden erwiesen sich infolge ihrer relativ großen Gitter-Anoden-Kapazität als nicht geeignet. Die Wirkungsweise der Schaltung ist folgende: Die Spannung an der Sekundärwicklung des Wandlers ist gegen den Kabelstrom um 90° phasenverschoben und symmetrisch geerdet. Folglich erhalten die Gitter der beiden Röhren zwei gegeneinander um 180° phasenverschobene Wechselspannungen. Sind Kabelstrom und Kabelspannung in Phase, d. h. $\varphi = 0°$, so herrschen an den beiden Röhren spiegelbildliche Betriebsbedingungen. Bei der einen Röhre eilt die Gitterwechselspannung der Anodenwechselspannung um 90° nach, bei der anderen um 90° vor. Die Brücke befindet sich im Gleichgewicht. — Besteht nun beispielsweise zwischen Kabelstrom und Kabelspannung eine Phasenverschiebung von $\varphi = 90°$, dann sind bei der einen Röhre Gitterwechselspannung und Anodenwechselspannung in Phase, während bei der anderen zwischen den beiden Größen eine

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Phasenverschiebung von 180° besteht. Bei der ersten Röhre fällt dann das positive Gitterspannungsmaximum mit einem positiven Anodenspannungsmaximum zusammen, und die Röhre zieht viel Strom. An der zweiten Röhre aber fallen positives Gitterspannungsmaximum und negatives Anodenspannungsmaximum zusammen, der Stromfluß in dieser Röhre wird also unterdrückt. An den Ausgangsklemmen der Brücke ergibt sich dann eine entsprechend polarisierte Steuerspannung, die durch zwei RC-Glieder von der Hochfrequenz getrennt wird.

Der Abgleich der φ-Brücke erfolgt durch den Widerstand *W 1*. Mit dem Widerstand *W 2* können Steilheitsunterschiede der beiden Brückenröhren ausgeglichen werden. Die Empfindlichkeit dieser φ-Brücke, bestückt mit zwei Röhren ***EF 14***, beträgt bei 100 W HF-Leistung etwa 1 V/Grad und bei 800 W HF-Leistung etwa 2 V/Grad.

Das Abstimm- und das Transformationsglied

Da der Eingangswiderstand der hier in Frage kommenden Antennen im Frequenzbereich 405 . . . 535 kHz stets kapazitiv ist, wird also zur Abstimmung eine veränderliche Induktivität L_a benötigt. Der dabei erforderliche L-Variationsbereich läßt sich konstruktiv auf einem Kugelvariometer und einer zuschaltbaren Verlängerungsspule unterbringen. Als Transformationsglied wird im allgemeinen eine

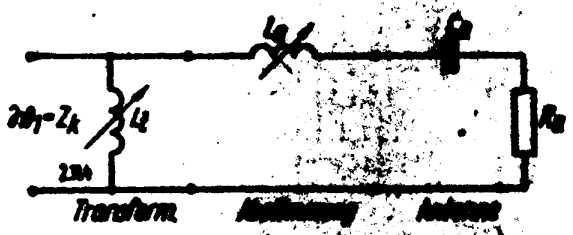


Bild 4. Antennenkreis mit regelbarer Induktivität L_t als Transformationsglied

regelbare Induktivität L_t in Reihe mit dem Abstimmglied gelegt. Es ergibt sich dann eine Schaltanordnung nach Bild 4. Für eine Automatisierung ist diese aber unzweckmäßig, da Abstimmung und Transformation sich stark gegenseitig

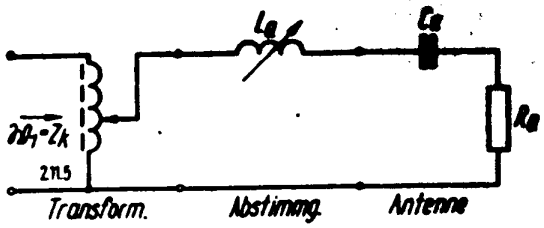


Bild 5. Antennenkreis mit Spartransformator

einflussen. Die Einstellung muß dabei wechselweise vorgenommen werden, was bei einer Automatik leicht zu Regelschwingungen führt. Es ist also eine Schaltung erforderlich, bei der zumindest die Betätigung eines Gliedes ohne nennenswerte Rückwirkungen auf die Funktion des anderen bleibt. Für die hier vorliegenden Bedingungen läßt sich diese Forderung mit der in Bild 5 gezeigten Schaltanordnung verwirklichen. Als Transformationsglied wird dabei ein streuungsarmer Spartrans

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

formator mit kontinuierlich regelbarem Übersetzungsverhältnis verwendet. Aufgebaut wurde dieser Transformator ähnlich wie ein Schleifdrahtvariometer. Zur Verminderung der Streuung wurde ein Masse-Eisenkern verwendet, und nur die zum Regelbereich gehörigen Windungen wurden aus Kupferband ausgeführt, während die übrigen Wicklungsteile mehrlagig aus HF-Litze gewickelt wurden.

Beim späteren Aufbau des φ-Motorsteuerteiles muß beachtet werden, daß es bei dem Netzwerk nach Bild 5 zwei L_a-Werte gibt, die den Phasenwinkel am Eingang des Netzwerkes zu Null werden lassen.

Am übersichtlichsten läßt sich dies mit Hilfe des bekannten Kreisdiagramms untersuchen. Dazu ist zunächst erforderlich, für den Spartransformator ein entsprechendes Ersatzschaltbild einzuführen. In der Literatur wird für den verlustlosen streuungsbehafteten Spartransformator das in Bild 6, a gezeigte Er-

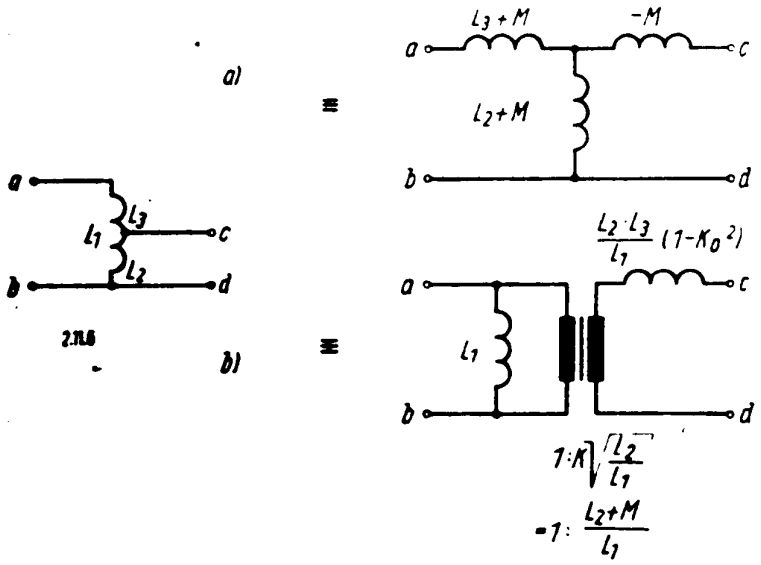


Bild 6. T-Ersatzschaltung (a) und umgeformte Ersatzschaltung (b) des verlustlosen streuungsbehafteten Spartransformators

ersatzschaltbild angegeben. Dieses ist aber noch nicht für Operationen im Kreisdiagramm geeignet, da es nur undeutlich das Wesen der zwei Phasennullpunkte zeigt. Es muß also noch entsprechend umgewandelt werden. Der vorhandene Spartransformator unterscheidet sich von einem idealen Transformator dadurch, daß seine Induktivität L_1 nicht unendlich groß ist, daß er eine Streuinduktivität L_s besitzt und folglich sein Übersetzungsverhältnis nicht $1 : \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$, sondern $1 : k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$ ist. Der Spartransformator läßt sich also auch darstellen durch einen idealen Transformator mit dem Übersetzungsverhältnis $1 : k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$, eingangsseitig parallelgeschalteter Induktivität L_1 und ausgangsseitig in Reihe liegender Streuinduktitivät L_s. Letztere ist hier definiert als die Induktivität, gemessen an den Klemmen $c-d$, bei kurzgeschlossenen Klemmen $a-b$ (s. Bild 6, a). Wertmäßig ergibt sich dann:

$$L_s = M \cdot \frac{(L_2 + M)(L_3 + M)}{L_2 \cdot M + L_3 \cdot M}.$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Nach Einführung der bekannten Beziehungen $L_1 = L_2 + L_3 + 2M$ und $M = k_0 \sqrt{L_2 L_3}$ erhält man

$$L_s = \frac{L_2 L_3}{L_1}(1 - k_0^2).$$

Damit ergibt sich für den Spartransformator das in Bild 6, b dargestellte neue Ersatzschaltbild. Hierin sind zunächst noch zwei verschiedenartig definierte Kopplungsfaktoren enthalten. k_0 ist der durch die geometrischen Abmessungen und das Kernmaterial gegebene Kopplungsfaktor zwischen den Spulenteilen L_2 und L_3.

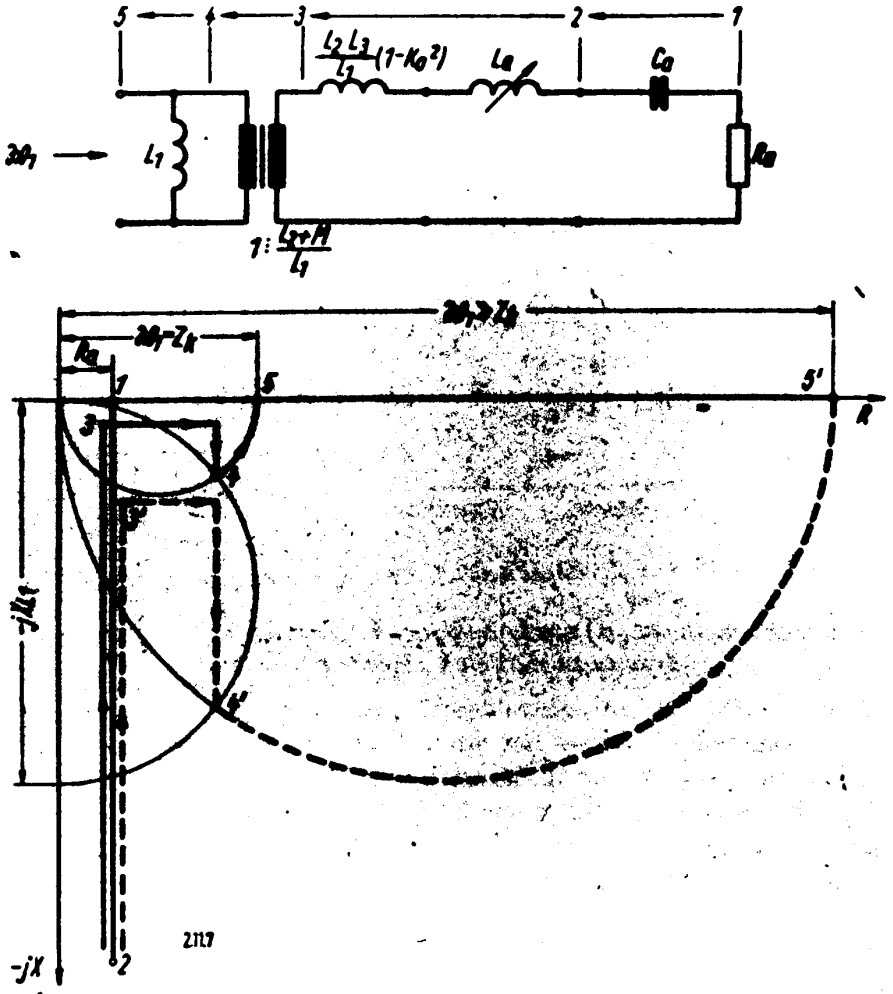


Bild 7. Kreisdiagramm zum Antennenkreis mit Spartransformator-Ersatzschaltbild nach Bild 6, b

Für das Transformationsverhältnis dagegen ist der Kopplungsfaktor k maßgeblich. Dieser ist wertmäßig stets größer als k_0, weil beim Spartransformator induktiv-galvanische Kopplung im Gegensatz zur rein induktiven Kopplung des normalen Transformators vorliegt. Um mit k aber keine neue Größe in das Ersatzschaltbild einführen zu müssen, soll k durch die bisher schon vorhandenen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Größen ausgedrückt werden. Die Bestimmungsgleichung für k ist die gleiche wie die für den Kopplungsfaktor des normalen Transformators, also:

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{1k}}{L_1}}.$$

Darin ist L_{1k} die Induktivität, gemessen an den Klemmen $a-b$, bei kurzgeschlossenen Klemmen $c-d$. Die Größen aus dem Ersatzschaltbild nach Bild 6, a eingesetzt, ergeben dann:

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_3 + M + \frac{-M(L_2 + M)}{L_2 + M - M}}{L_1}}.$$

Durch einige Umformungen und Einführung der Beziehung $L_1 = L_2 + L_3 + 2M$ erhält man:

$$k = \frac{L_2 + M}{\sqrt{L_1 L_2}}.$$

Das Übersetzungsverhältnis des idealen Transformators in Bild 6, b wird damit:

$$1 : k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = 1 : \frac{L_2 + M}{\sqrt{L_1 L_2}}\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = 1 : \frac{L_2 + M}{L_1}.$$

Die vierpoltheoretische Nachrechnung zeigt, daß das neue Ersatzschaltbild nach Bild 6, b auch tatsächlich mit dem bisherigen nach Bild 6, a identisch ist. Das neue Ersatzschaltbild kann für die beabsichtigten Operationen im Kreisdiagramm verwendet werden. Das Netzwerk nach Bild 5 erhält damit die in Bild 7 gezeigte Form. Den Transformationsvorgang für dieses Netzwerk zeigt das Kreisdiagramm Bild 7. Daraus ist ersichtlich, daß es zwei verschiedene Werte für $L_a + \frac{L_2 L_3}{L_1}(1 - k_0^2)$ entsprechend den Strecken *2—3* und *2—3'* gibt, die den Phasenwinkel am Eingang des Netzwerkes zu Null werden lassen. Der bei *5* endende Transformationsvorgang ergibt den gewünschten Wert, während die bei *5'* erhaltene Phasennullstelle von einer Parallelresonanz der Induktivität L_1 mit einer entsprechend übersetzten kapazitiven Komponente herrührt, die einen zu großen Widerstandswert ergibt. Die Phasennullpunkte unterscheiden sich auch durch unterschiedliche Vorzeichen der Phasenlagen an ihren Flanken (Reihen- und Parallelresonanz). Das φ-Steuerteil muß also so ausgelegt werden, daß es nur auf den gewünschten Punkt *5* einlaufen kann.

Die Motorensteuerteile

Die Antriebsmotoren für das Transformations- und das Abstimmglied müssen so beschaffen sein, daß sich ihre Drehrichtung möglichst ohne Betätigung von Schaltkontakten umsteuern läßt. Im Interesse einer einfachen Gestaltung der Steuerorgane ist ein möglichst hoher Wirkungsgrad wünschenswert. Nach diesen Gesichtspunkten wurden 10-W-Gleichstrom-Hauptschlußmotoren mit zwei Feldwicklungen für Rechts- und Linkslauf gewählt. Wie aus Bild 8 ersichtlich ist, wird jeder der beiden Motoren von zwei Pentoden gesteuert. Im Ruhezustand sind

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

diese Röhren bis auf einen kleinen Reststrom durch eine entsprechende Grundgittervorspannung gesperrt. Über je ein Brückenglied $W\,1$ und $W\,2$ sind die von der Z- bzw. φ-Brücke kommenden Steuerspannungen an die Gitter der entsprechenden Rohrenpaare gelegt. Damit wird erreicht, daß beispielsweise eine von der Z-Brücke gelieferte Steuerspannung entsprechend ihrer Polarität eine der beiden Röhren öffnet, die andere dagegen völlig sperrt. Der Stromfluß der geöffneten Röhre läßt den in Reihe liegenden Motor und damit das über ein Untersetzungsgetriebe angekoppelte Transformationsglied in Richtung auf richtige Transformation drehen, bis der Anpassungswert $Z = 60\ \Omega$ erreicht ist. Dann ist auch die Z-Brücke wieder im Gleichgewicht, die Steuerspannung wird Null und der Motor

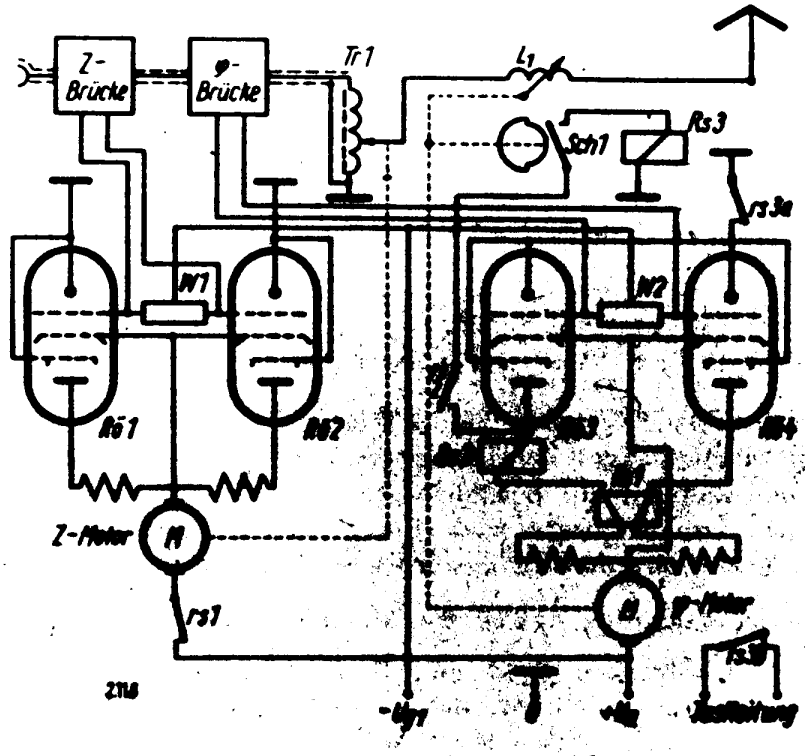


Bild 8. Prinzipschaltbild des automatischen Antennenanpaßgerätes

bleibt stehen. Das gleiche gilt für den φ-Regelkanal. Um eine möglichst kleine Einstellzeit zu erreichen, wird man bemüht sein, die Getriebeuntersetzungsverhältnisse klein zu halten. Eine Grenze setzt diesem Bestreben aber das Auftreten von Regelschwingungen innerhalb eines Regelkanals. Der Motor kommt dann nach beendetem Regelvorgang nicht zur Ruhe, sondern pendelt fortwährend durch die Nullage hin und her. Die Automatik bildet dann das mechanische Äquivalent für eine Röhrenrückkopplungsschaltung, bei der die Bedingung $k \cdot v \geqq 1$ erfüllt ist. Die Bekämpfung dieser Selbsterregung ist nur durch Vergrößerung des Untersetzungsverhältnisses oder durch eine Bremse möglich, die in der Nullage eingeschaltet wird. Alle anderen Methoden, z. B. die Herabsetzung der Empfindlichkeit des befehlgebenden Meßgerätes (φ- oder Z-Brücke), führen zu einer Verminderung der Nachregelempfindlichkeit der Automatik für kleine Auswanderungen aus der Nullage. Letztere kommen aber auf Schiffen, z. B. durch Schwenken eines Lade-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

baumes, häufig vor. — In der hier beschriebenen Automatik konnte durch entsprechende Wahl der Untersetzungsverhältnisse auf Bremsen verzichtet werden.

Da eine Transformation nur nach erfolgter Abstimmung zweckmäßig ist, wird der *Z*-Regelkanal für die Dauer des Abstimmvorganges durch das Relais *Rs 1* blockiert (s. Bild 8). Die übrigen zwei Relais und die Schaltsegmentscheibe mit dem Schalter *Sch 1* sind erforderlich, um das Problem des zweiten Phasennullpunktes zu meistern. Ihre Wirkungsweise im einzelnen geht aus dem nachfolgenden Funktionsbeispiel hervor.

In Bild 9 zeigt der innere Kreis die schematische *L*-Charakteristik eines Kugelvariometers in Abhängigkeit vom Drehwinkel. Die Pfeilbahnen geben an, wie die Abstimmautomatik von den drei grundsätzlich unterschiedlichen Ausgangsstellungen auf den richtigen Phasennullpunkt einläuft. In den äußeren Halbkreisbogen sind die Phasenlagen eingetragen, die die φ-Brücke in den betreffenden Bereichen zwischen Variometer-*L*-Minimum, falschem Nullpunkt *3'*, richtigem Phasennullpunkt *3* und Variometer-*L*-Maximum angibt. Die φ-Motordrehrichtung

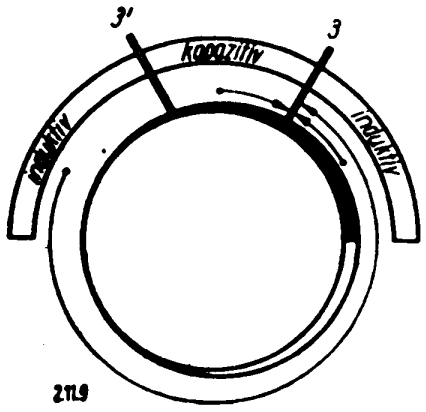


Bild 9. Einregelschema der Abstimmautomatik

ist so festgelegt, daß das Variometer bei induktivem Phasenwinkel links und bei kapazitivem rechts herumgedreht wird. Der komplizierteste Einlaufvorgang liegt also vor, wenn sich die Ausgangsstellung zwischen falschem Nullpunkt *3'* und Variometer-*L*-Minimum befindet. Deshalb sei dieser Einlaufvorgang im folgenden näher erläutert: Wie aus Bild 9 ersichtlich, ist der Phasenwinkel am Eingang des Anpassungsnetzwerkes in dieser Ausgangsstellung induktiv. Die φ-Brücke liefert eine entsprechend polarisierte Steuerspannung und gibt den Stromfluß durch die Röhre *Rö 3* frei. Folglich zieht Relais *Rs 2* an und schließt den Kontakt *rs 2*, Relais *Rs 1* zieht an und blockiert den *Z*-Regelkanal, der φ-Motor dreht das Variometer links herum. Ist die Variometer-*L*-Minimumstellung erreicht, schließt die Schaltsegmentscheibe den Kontakt *Sch 1*, Relais *Rs 3* zieht an und öffnet den Kontakt *rs 3a*. Dadurch wird die Röhre *Rö 3* stromlos. Der Motorstromkreis bleibt aber über die Kontakte *rs 2*, *Sch 1* und über die Wicklung des Relais *Rs 3* aufrechterhalten. Der φ-Motor dreht deshalb in seiner bisherigen Richtung weiter. Dieses blinde Durchdrehen ist erforderlich, da in dem spiegelbildlichen Variometerbereich die Automatik sonst auf den falschen Nullpunkt einlaufen würde. Zur Schonung der Senderendstufe wird während des blinden Durchdrehens die Tastleitung durch den Kontakt *rs 3b* geöffnet. Hat das Variometer so 180° blind durch-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

gedreht, öffnet die Schaltsegmentscheibe den Kontakt *Sch 1*, Relais ***Rs 3*** **wird** stromlos, Kontakt *rs 3b* schließt die Tastleitung und Kontakt *rs 3a* den Motorstromkreis über die Röhre *Rö 3*. Die Automatik kann normal bis zum **richtigen** Nullpunkt weiterlaufen. Ist dieser erreicht, fällt das Relais *Rs 1* ab und hebt **die** Blockierung des *Z*-Steuerkanals auf, und dieser kann sich einregeln.

Zusammenfassung

Bild 10 zeigt das automatische Antennenanpaßgerät. In der unteren **Kammer sind** Netzgerät, *Z*- und φ-Brücke und die Steuerröhren untergebracht. **Darüber sieht** man das Kugelvariometer und den zugehörigen φ-Motor mit dem Untersetzungs-

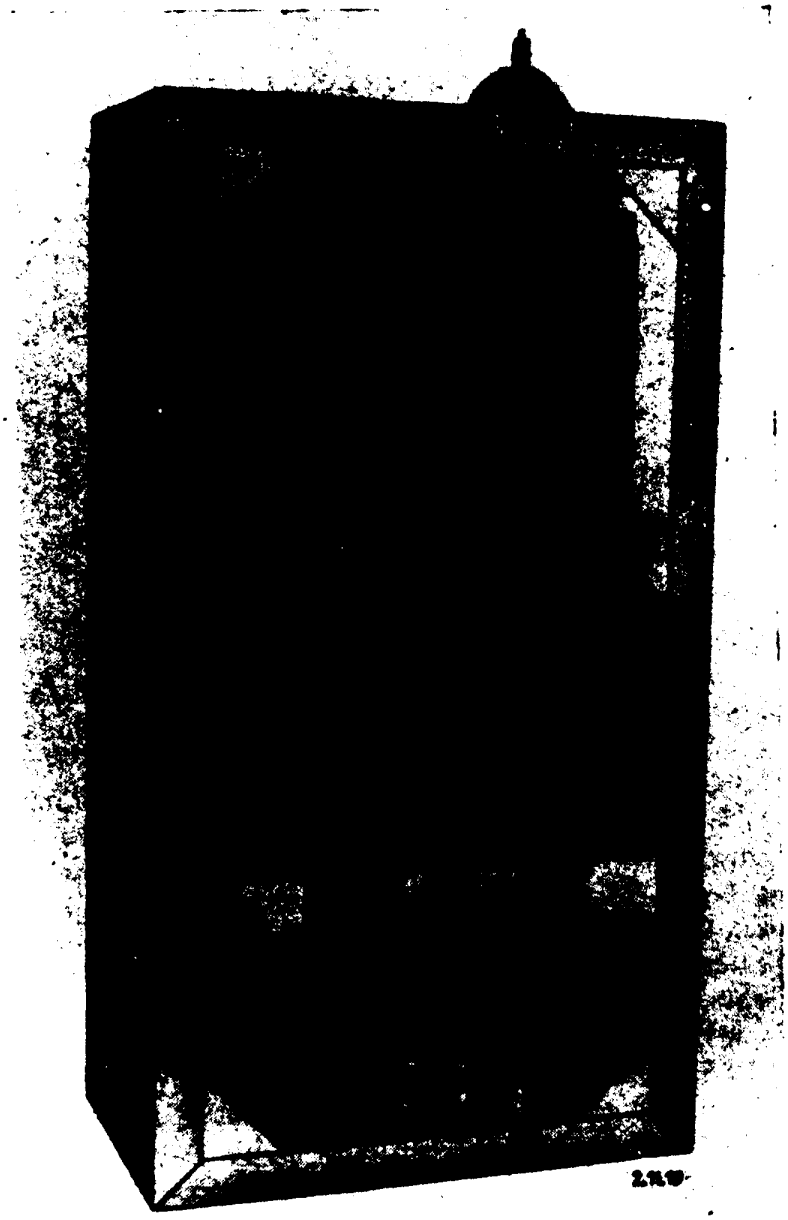


Bild 10. Das automatische Antennenanpaßgerät

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

getriebe. Über dem Variometer ist die Verlängerungsspule angeordnet. Daneben befindet sich der Anpassungstransformator mit dem Z-Motor und der zur Verlängerungsspule gehörige Schalter. Die äußeren Abmessungen des Gesamtgerätes sind 480 · 900 · 300 mm. Es hat damit die gleichen Abmessungen wie ein bisher zum Sender gehöriges fernbedientes Antennenanpassungsgerät.

Für den Mittelwellenbereich wurde also hier ein automatisches Antennenanpaßgerät beschrieben, das mit relativ wenig Aufwand auskommt. Es ist nun naheliegend, die Frage nach einem entsprechenden Gerät für Kurzwelle zu stellen. Daß dieses Problem auch, allerdings mit etwas mehr Aufwand, lösbar ist, beweist die Veröffentlichung von *True* in der Zeitschrift Electronics, Dez. 1951. Dort ist ein Antennenanpaßgerät beschrieben, das eine 10 m lange Peitschenantenne in einem Frequenzbereich von 2 bis 18 MHz automatisch an einen 700-W-Sender anpaßt. Automatische Anpassungsgeräte sind aber nicht nur für Funksender von Bedeutung, sondern speziell auch für HF-Wärmegeneratoren zweckmäßig, um die während des Betriebes auftretenden Lastschwankungen automatisch auszugleichen.

Literatur

True: Automatic. Electronics, Dez. 1951, S. 98.

Geschwinde: Grundlagen der Widerstandstransformation in Hochfrequenzschaltungen. Nachrichtentechnik 4 (1954) H. 7, S. 310.

Diskussion

Es wurde die Frage aufgeworfen, inwieweit eine automatische Nachreglung einer Nachreglung von Hand überlegen ist.

Es ergab sich, daß hierbei besonders wirtschaftliche Erwägungen eine ausschlaggebende Rolle spielen. Über die besprochene Schaltung hinaus wurden weitere Anwendungen insbesondere bei Glühsendern zur Hochfrequenzerwärmung vorgeschlagen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

25X1

8. Regelungstechnik

8.1 Fortschritte im Bau magnetischer Verstärker

Dipl.-Ing. *W. Hornauer*, Falkensee-Finkenkrug

Einleitung

Magnetische Verstärker finden dank ihrer Robustheit und ihrer hohen Betriebssicherheit immer mehr Eingang in die verschiedensten Zweige der Technik, insbesondere werden sie für Regelungen und Steuerungen in Zusammenarbeit mit Elektromotoren verwendet. Dabei lassen sich im Hinblick auf ihren Anwendungszweck zwei Arten von magnetischen Verstärkern unterscheiden.

Einmal werden sie als geregelter oder gesteuerter Widerstand im Ankerkreis oder im Feld von Gleichstrommotoren verwendet. In dieser Schaltung lassen sich mit Gleichstrommotoren sehr große Regelbereiche erzielen, zur Zeit im Anker 1 : 10 bis 1 : 15 und im Feld 1 : 2 bis 1 : 3, so daß der gesamte Drehzahlregelbereich eines solchen Gleichstrommotors 1 : 30 bis 1 : 50 beträgt. In Sonderfällen lassen sich auf diese Art auch wesentlich größere Regelbereiche erzielen.

Der zweite Anwendungsfall magnetischer Verstärker, der sich vom ersten Anwendungsfall merklich unterscheidet, ist ihr Einsatz für elektrische, elektrohydraulische oder elektro-pneumatische Stellregler. Diese magnetischen Verstärker zeichnen sich dadurch aus, daß sie zur Bildung der Regelspanne in Brücken- oder Differenzschaltungen eingesetzt werden, die unter Umständen sehr kleine Eingangsleistungen von wenigen Mikrowatt aufweisen, und daß der Ausgang der magnetischen Verstärker auf pneumatische oder hydraulische Kraftschalter geht, deren Leistungsbedarf bei wenigen Watt liegt. Bei rein elektrischen Stellreglern werden mit diesen Verstärkern Nachdrehmotoren betrieben, vornehmlich Zweiphasen-Induktionsmotoren, deren eine Phase am Netz liegt und deren zweite Phase aus dem magnetischen Verstärker gespeist wird. Um den für Stellregler erforderlichen Rechts- und Linkslauf der Motoren zu erzielen, müssen diese Verstärker als Zweizweigverstärker ausgelegt werden, so daß die Ausgangsspannung dieser Verstärker ihre Phase um 180° ändert, wenn die Eingangsspannung ihre Richtung ändert. Solche Verstärker können in den Anfangsstufen nur mit hochpermeablen Blechen, vornehmlich Mu-Metall, Permenorm usw. gebaut werden.

Zweizweigverstärker für elektrische Stellregler

Beim Bau von magnetischen Verstärkern für [illegible] bekannten Anwendungsgebiete [illegible] die Materialfrage [illegible] allen Anforderungen [illegible]

Als Werkstoff [illegible] das in der [illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

für Ausgangsstufen größerer Leistungen normales Dynamoblech. Dabei zeigte sich, daß das Mu-Metall, obwohl es grundsätzlich brauchbar ist, für eine Fertigung von Zweizweigverstärkern einer eingehenden Prüfung und Auswahl unterzogen werden muß.

Um die Nullpunktsicherheit solcher Verstärker zu gewährleisten, müssen beide Zweige des Verstärkers aus Blechen gleicher Eigenschaften aufgebaut werden. Die nach dem Stanzen und Glühen noch vorhandenen Abweichungen in den technischen Daten der einzelnen Bleche gestatten nicht ein wahlloses Stopfen der Verstärkerdrosseln. Es ist zwar bekannt, diese Eigenschaften durch Zusatzwindungen, die man dazu- oder dagegenschaltet, auszugleichen, jedoch erhält man dann nicht in beiden Zweigen der Verstärker in allen Punkten gleiche Kennlinien und damit

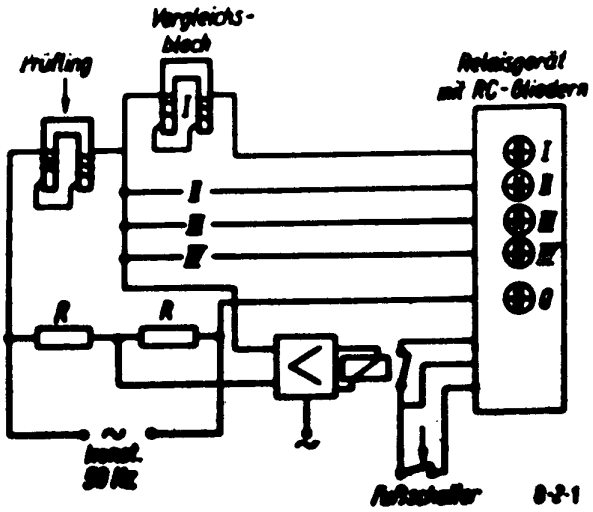


Bild 1. Blechprüfeinrichtung, Schaltbild

nur eine unzureichende Nullpunktsicherheit, besonders, da auch mit einer gewissen Alterung der Bleche gerechnet werden muß.

Es hat sich jedoch herausgestellt, daß diese Schwierigkeiten in dem Augenblick behoben sind, in dem man in beiden Zweigen Bleche verwendet, von denen jedes einzelne Blech dem entsprechenden Blech im anderen Zweige gleicht.

Zum Aussortieren der Bleche wurde eine besondere Sortiereinrichtung gebaut, deren grundsätzlicher Aufbau aus Bild 1 ersichtlich ist. Es kommt also nicht darauf an, mit Hilfe dieser Sortiereinrichtung Absolutmessungen durchzuführen, sondern nur die Gleichheit zweier Bleche sicherzustellen. Die Sortiereinrichtung weist vier Sorten von Vergleichsblechen auf. Es werden zunächst aus dem zu sortierenden Stapel wahllos vier Bleche herausgegriffen und in die vier Spulenanordnungen des Geräts gesteckt. Bild 2 zeigt dieses Gerät im Betrieb, und die eingesteckten vier Vergleichsbleche sind deutlich erkennbar. Das zu prüfende Blech wird in eine fünfte Öffnung mit Prüfspulen hineingesteckt. Prüfling und Vergleichsbleche liegen in einer Brückenschaltung, die mit 50 Hz gespeist wird und deren Nullspannung einem Röhrenverstärker zugeleitet wird, der seinerseits ein Relais speist. Stimmen Vergleichsblech und Prüfling nicht überein, ist dieses Relais angezogen. Wird der Fußschalter betätigt, so wird eine Relaiskette im Relaisgerät ausgelöst, die nach-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

einander die vier Vergleichsbleche einschalten. Stimmt der Prüfling mit einem Vergleichsblech überein, so fällt das Relais am Ausgang des Verstärkers ab und die Relaisschaltung bleibt an der diesem Vergleichsblech zugehörigen Glimmlampe hängen. Die Glimmlampe leuchtet auf, und das Blech kann auf den Stapel vor dieser Glimmlampe gelegt werden. Gehört das Blech zu keiner der vier Vergleichsbleche, leuchtet die letzte Glimmlampe auf, und das Blech muß später mit anderen Vergleichsblechen verglichen werden.

Dieses Sortiergerät arbeitet sehr rasch und kann von ungelernten Kräften bedient werden. Sind alle Bleche durchgeprüft, und man hat eine Anzahl unter sich gleicher Bleche herausgefunden, werden aus dem Rest der Bleche wiederum vier

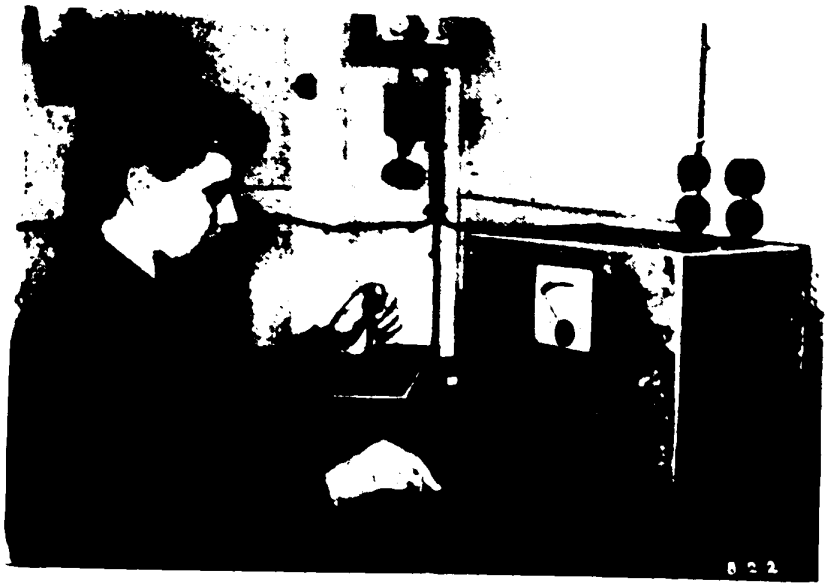


Bild 2. Sortiergerät für hochpermeable Bleche

Vergleichsbleche herausgenommen und der Reststapel noch einmal durchgeprüft. Zum Schluß bleibt erfahrungsgemäß ein sehr geringer Rest von Blechen, die sich nicht paaren lassen und für Zweizweigverstärker nicht verwendbar sind.

Dieses Sortierverfahren hat sich sehr gut bewahrt, und Verstärker, die mit solchen sortierten Blechen gebaut werden, bereiten in der Fertigung keinerlei Schwierigkeiten mehr. Es war auch nicht nötig, besondere Ausgleichwindungen auf den Verstärkerdrosseln vorzusehen. Die Nullpunktkonstanz solcher Zweizweigverstärker blieb über den bisher möglichen Beobachtungszeitraum von etwa zwei Jahren einwandfrei erhalten.

Verwendet werden besonders U-Bleche. Aus diesen Blechen werden Verstärkerdrosseln gebaut, bei denen zwei U-Bleche so aufeinander gelegt sind, daß zwei magnetische Kreise entstehen und sich der bekannte, dreischenkelige Aufbau von Verstärkerdrosseln ergibt. Diese Drosseln werden [illegible] vergossen und verlötet. Ein [illegible] und verlöteten Blechen [illegible] Einflüsse [illegible] die jedoch [illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Einen solchen Verstärker zeigt Bild 5. Allerdings werden diese Verstärker nicht mit Zeresin vergossen, sondern mit Öl gefüllt.

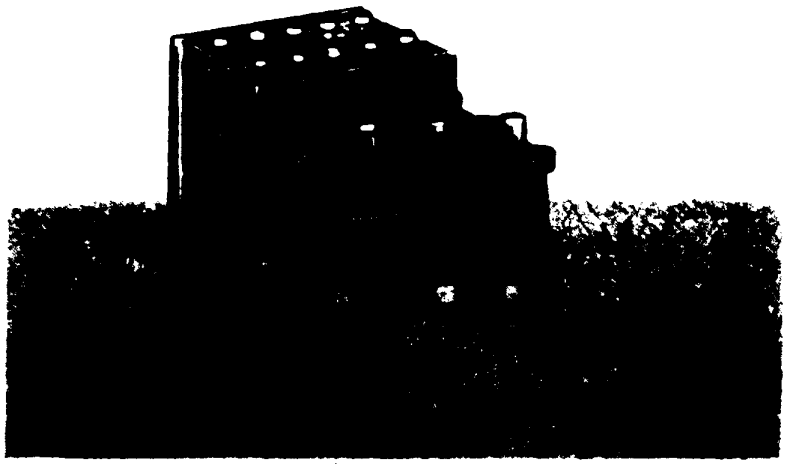


Bild 3. Aufbau eines Verstärkers mit hochpermeablen Blechen

Bezüglich der elektrischen Daten der Zweizweigverstärker mit hochpermeablen Blechen haben sich bisher vier Ausführungsformen als notwendig erwiesen,

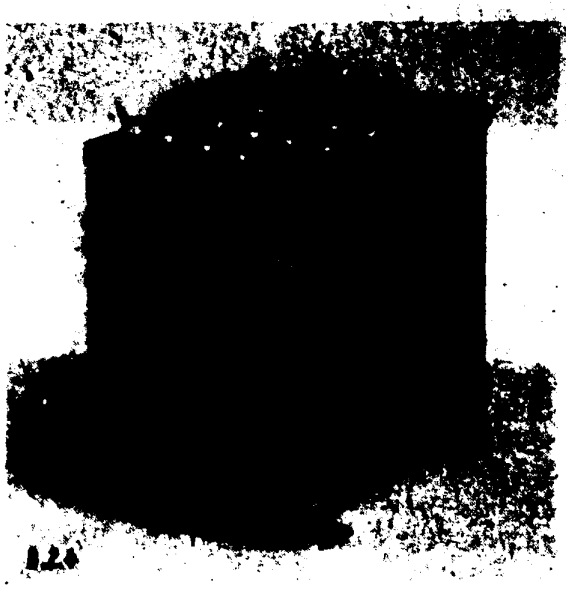


Bild 4. Kleinstreglerbecher

für alle bisherigen Anwendungsfälle ausreichen. Einen Überblick über die technischen Daten dieser Ausführungsformen zeigt Bild 6. Zu den Abkürzungen der Ausführungen ist noch einiges zu sagen. Der erste Buchstabe ist entweder ein *W*

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

oder *T*, wobei W vom Wort Widerstand bzw. T vom Wort Thermo-element abgeleitet worden ist.

Die Ausführungsformen mit dem Anfangsbuchstaben W eignen sich als für Stellregler, die an ein Widerstandsthermometer angeschlossen werden, als

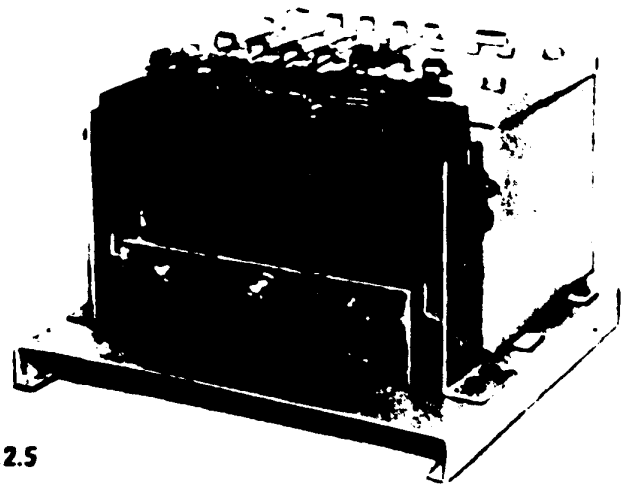


Bild 5. Endverstärker für elektrische Stellregler, Ausgangsleistung 100 W

Normal-ausführung	Normaler Eingangs-widerstand Ω	Höchste Ausgangs-leistung [Watt]	Dazugehörige Eingangs-leistung [Watt]	Höchste Verstärkung	Höchster Gütefaktor	Zeit-konstante s
WH	350	0,5	10^{-4}	$3 \cdot 10^4$	$\sim 4 \cdot 10^4$	$< 0{,}5$
WE	1500	3	$5 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^5$	10^6	$< 0{,}3$
TH	4	0,5	$5 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^9$	$3 \cdot 10^8$	< 1
TE	4	3	$2 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{10}$	10^{10}	$< 0{,}5$

Die kleinste Ansprechleistung liegt bei 10^{-12} Watt

Bild 6. Magnetische Zweizweigverstärker kleiner Leistung für Stellregelungen

Temperaturregler, Feuchtigkeitsregler, Taupunktregelungen usw. In derselben Größenordnung wie die elektrischen Daten der Widerstandsthermometer liegen meistens auch diejenigen der Meßwertumsetzer für Drucke, Durchflußmengen usw., so daß die Ausführungsformen der Verstärker mit dem Anfangsbuchstaben W auch für Druck und Mengenregler in Frage kommen.

Während die Verstärker mit dem Anfangsbuchstaben W einstufig sind, sind diejenigen mit dem Anfangsbuchstaben T zweistufig und vermutlich für Temperaturregler [illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Der zweite Buchstabe ist ein *H* oder ein *E* und leitet sich vom Wort Hydraulik oder Elektrik ab.

Die Ausführungsformen mit dem Buchstaben *H* sind zum Anschluß an hydraulische und pneumatische Kraftschalter gedacht, beispielsweise zum Anschluß an einen Stellenbau an dem bekannten Strahlrohrsteuerwerk für hydraulische Regler.

Die Ausführungsformen mit dem Buchstaben *E* dagegen gestatten das Anschalten eines kleinen Zweiphaseninduktionsmotors, wie er beispielsweise vom VEB Elektro-Gerätewerk Suhl gebaut wird. Dieser Motor hat ein Untersetzungsgetriebe und eignet sich sehr gut für alle elektrischen Kompensationsschaltungen, wie sie

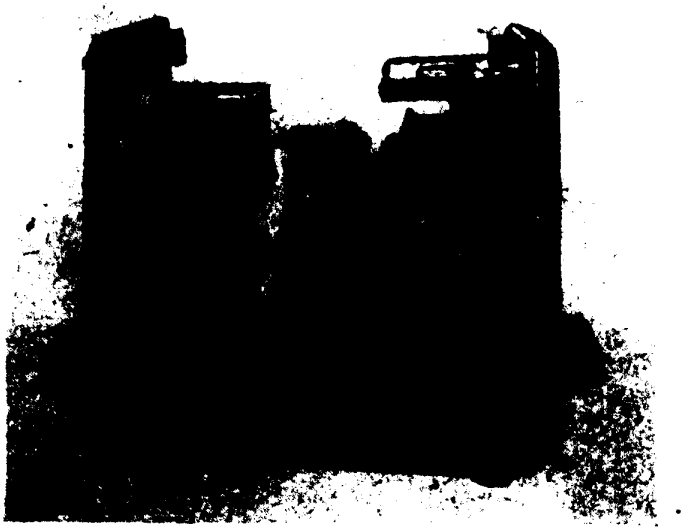


Bild 7. Elektrischer Spannungsregler 4 kVA

für elektronische Potentiometer oder ähnliche Zwecke gebraucht werden. Auch kleine elektrische Stellregler lassen sich mit diesem Motor bauen.

So ist beispielsweise ein elektrischer Netzregler mit einem solchen Motor gebaut worden. Bild 7 zeigt diesen Regler. Ein Drehtransformator des VEB Elektro-Physikalische Werkstätten Thalheim wird mit diesem Motor verstellt, ein WR-Verstärker beaufschlagt den Motor. Am Eingang des Verstärkers wird die Ausgangsspannung am Drehtransformator mit der Konstantspannung einer Glimmstrecke verglichen. Das Gerät ist für eine Ausgangsleistung von 2 bzw. 4 kW gebaut worden, kann aber ebensogut für andere Leistungsbereiche ähnlicher Größenordnung gebaut werden.

Zur Übersicht über die magnetischen Zweizweigverstärker kleiner Leistung für Stellzwecke ist noch einiges zu sagen.

Der Eingangswiderstand der Stufen ist so hoch gewählt worden, wie er jeweils im Hinblick auf die zu erzielende Verstärkung ausgelegt werden kann. So ist die Ausführung *WE* im Eingang wesentlich hochohmiger als die Ausführung *WH*, obwohl beide für den Anschluß an Widerstandsthermometer bestimmt sind. Die Angaben über den höchsten Gütefaktor und die Zeitkonstanten beziehen sich nicht

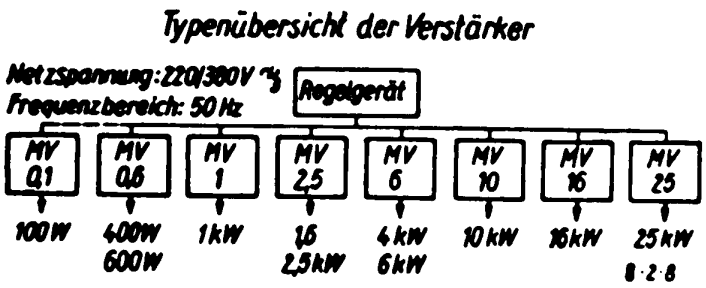
Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

auf gleiche Arbeitspunkte, sondern der höchste Gütefaktor wird an einem anderen Punkt der Aussteuerungskurve erreicht als derjenige, für den die angegebene Zeitkonstante gilt. Hervorzuheben ist noch, daß zur Zeit die kleinste Ansprechleistung aller Verstärker etwa bei 10^{-12} W, also bei einem so kleinen Leistungspegel liegt, daß er allen Anforderungen der Praxis genügen dürfte.

Verstärker für Antriebsregelungen

Ganz anders liegen die Verhältnisse bei den Verstärkern für Antriebsregler, die nur einen Zweig aufweisen. Diese Verstärker werden mit Dynamoblech IV gebaut.



Typ des VEB Elbtalwerk Heidenau	Nennleistung kW	Typ des VEB GRW Teltow Anker (Regelbereich bis 1 : 10)	Feld (Regelbereich 1 : 3)
GMB 1	0,6	ME 0,6	ME 0,1
GMB 2	1,1	ME 1	ME 0,1
GMB 3	1,75	ME 2,5	ME 0,6
GMB 4	2,8	ME 2,5	ME 0,6
GMB 5	4	ME 6	ME 0,6
GMB 6	5,5	ME 6	ME 1
GMB 7	8	ME 10	ME 1
GMB 8	11	ME 10	ME 1
GMB 9	17	ME 16	ME 2,5
GMB 10	24	ME 25	ME 2,5

Motornenndrehzahl: 1410 bis 1460 U/min
Zusammenschaltung der Verstärker mit typenmäßigen Gleichstrommotoren (Fremdlüftung vorausgesetzt)

Bild 8. Antriebsregelungen mit magnetischen Verstärkern

Dabei war es zunächst nicht möglich, besondere Schnitte zu verwenden, sondern es wurde versucht, mit den genormten *EI*-Schnitten auszukommen. Daraus ergeben sich zunächst einige Schwierigkeiten, die der späteren Entwicklung jedoch zum Vorteil gereichten.

Außer mit den normalen Schnitten mußte auch mit den normalen Gleichstrommotoren gerechnet werden. Es mußte versucht werden, die Verstärker an die Typenreihe der Gleichstrommotoren anzuschließen. Dabei wurde es für richtig erachtet, die Ausgangsleistung der magnetischen Verstärker zu normen, und zwar nach der Fünferreihe der Normzahlen, wie das bei anderen elektrischen Geräten,

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

beispielsweise bei Glühlampen, üblich ist und sich bewahrt hat. Bild 8 zeigt eine entsprechende Aufstellung.

Für die Verstärker wurden acht Typen festgelegt, die als Endverstärker verwendet werden. Vor diese Endverstärker wird ein Regelgerät geschaltet. Dieses Gerät ist für den einzelnen Anwendungsfall im allgemeinen verschieden auszulegen, während die Verstärker selbst typenmäßig bleiben. Wie diese Verstärker für die Anker- und Feldregelung der einzelnen Typen von Elektromotoren eingesetzt werden können, zeigt die untere Aufstellung in Bild 8. Dabei ist zu beachten, daß die Motoren bei kleinen Drehzahlen unter Umständen zu warm werden können, weil die Eigenbelüftung nicht mehr ausreicht. Dann ist Fremdbelüftung vorzusehen. Die Typenreihe für die magnetischen Verstärker wurde bisher bis zu einer Ausgangsleistung von 25 kW ausgedehnt. Grundsätzlich ist es natürlich mög-

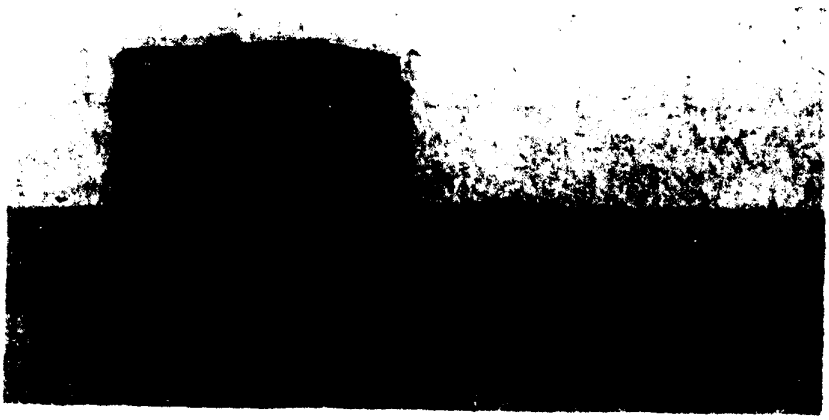


Bild 9. Verstärkerdrosseln mit Scheibenspulen

lich, auch größere Verstärkerdrosseln zu bauen, nur wird dann der Aufwand an Trockengleichrichtern unwirtschaftlich, während die Einsatzgewichte an Kupfer und Eisen für die Verstärker mit steigender Leistung immer geringer werden. Wenn es gelingt, hochsperrende Gleichrichter einzusetzen, so daß die Plattenzahl wesentlich geringer wird, ist es denkbar, daß diese Leistungsgrenze noch erhöht werden kann. Besonders bei der Auslegung solcher Verstärkerdrosseln für große Ausgangsleistungen von 10, 16, 25 kW zeigt es sich, daß man auf eine kleine und gedrängte Bauweise dieser Drosseln besonders Wert legen muß.

Eine Vergrößerung des Wickelraumes bedingt eine Vergrößerung des Eisenweges. Diese an sich bekannte Tatsache wirkt sich bei magnetischen Verstärkern großer Leistung besonders unangenehm aus, da man zu unnötig großen Typen kommen würde. Das Bestreben, den Wickelraum bis zum letzten auszunutzen, ist daher bei den großen Typen besonders ausgeprägt. Dies führt zu Scheibenwicklungen, die sich als besonders vorteilhaft herausgestellt haben. Eine solche Verstärkerdrossel mit Scheibenwicklung zeigt Bild 9. Die einzelne Scheibe wird fertig gewickelt, bandagiert und gelackt. Die Scheiben selbst werden in Abständen auf dem Kern angeordnet, so daß zwischen den einzelnen Scheiben eine Luftzirkulation möglich ist und damit eine besonders gute Wärmeabführung. Man kann dann mit der Grenzerwärmung bei diesen Spulen bis zur Klasse BU der VDE-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Vorschrift 0532 B 1.47 gehen, d. h. 95° C Übertemperatur und 130° C absolute Höchsttemperatur. Dementsprechend müssen die Isolierwerkstoffe ausgewählt werden. Diese Art des Aufbaues hat sich als außerordentlich zweckmäßig erwiesen. Verstärkerdrosseln bis zu 25 kW werden nicht viel größer als die abgebildete Drossel. Ein Verstärker für 25 kW, bei dem allerdings diese Erkenntnisse noch nicht ausgenutzt sind, zeigt Bild 10. Der Verstärker arbeitet in Dreiphasen-

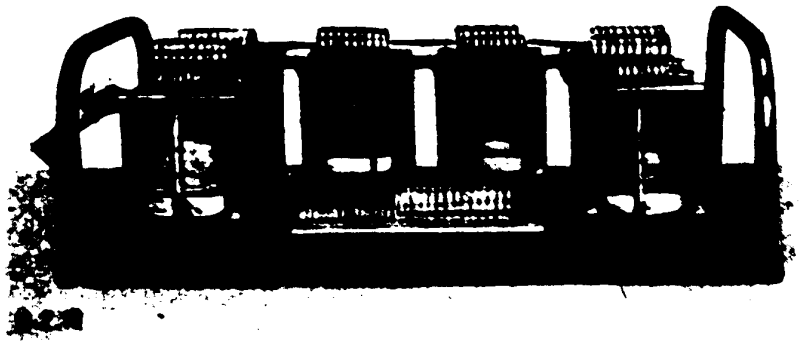
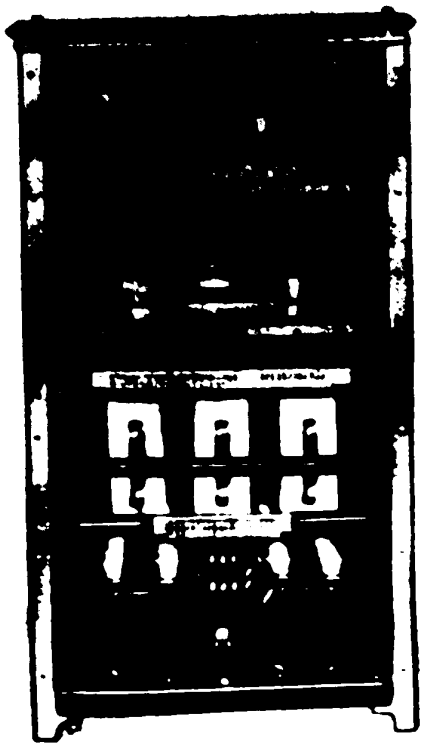


Bild 10. Magnetischer Verstärker 25 kW, Versuchsausführung



Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Brückenschaltung und liefert daher einen sehr gut geglätteten Gleichstrom für den nachfolgenden Gleichstrommotor. Eine Plandrehmaschine, die mit einem solchen Verstärker ausgerüstet ist, war auf der Leipziger Messe 1954 zu sehen.

Bild 11 zeigt einen Schrank für eine Antriebsregelung für 2,5 kW. Im unteren Teil befindet sich der magnetische Verstärker für den Anker, darüber der Verstärker für die Feldregelung, im obersten Einschub das eigentliche Regelgerät mit einem Vorverstärker für den Verstärker des Ankerkreises. Mit einem solchen Regelgerät können Drehzahlbereiche von 1 : 10 bis 1 : 15 im Anker und 1 : 3 im Feld beherrscht werden. Dabei wird die Drehzahl auf $\pm 3\,\%$ eingehalten. Solche magnetischen Antriebsregler sind auch geeignet, in vielen Fällen Leonardsätze zu ersetzen, wobei zum Einhalten der gleichen Genauigkeitsbedingungen, wie sie von Leonardsätzen eingehalten werden, der Aufwand an Verstärkern geringer gehalten werden kann als in Bild 11 gezeigt.

Schlußbetrachtung

Die geschilderten Fortschritte sind erreicht worden mit den Werkstoffen, die zur Zeit in der Deutschen Demokratischen Republik greifbar sind. Zu wünschen bleibt, daß hochlegierte Bleche zur Verfügung gestellt werden, die noch bessere Eigenschaften für magnetische Verstärker haben. Besonders wird dabei an Permenorm gedacht. Weiter bleibt zu wünschen, daß Verstärker für Antriebsregler mit Schnittbandkernen aus anisotropen Bandmaterial gebaut werden können. Dann werden weitere unter Umständen beachtliche Fortschritte erzielt werden können.

Diskussion

Es bestand Interesse für die Anwendung des magnetischen Verstärkers auch für die p_H-Regelung sowie für die Verstärkung kleinster Wechselspannung für Verstell- und Registrierzwecke. Immer wieder kam zum Ausdruck, daß die Gleichrichter zur Zeit noch nicht den Anforderungen entsprechen und die magnetischen Verstärker für noch größere Leistungen ausgelegt werden können, wenn der Sperrwiderstand der Gleichrichter verbessert wird.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

8.2 Modellregelkreise, ihre Anwendung auf die Analyse und Synthese von Regelvorgängen und Regelgeräten

Obering. *N. Klamka*, Mittweida

Der rechnerischen Behandlung komplizierter Regelkreise stellen sich in der Praxis erhebliche Schwierigkeiten entgegen. Die größte Schwierigkeit ist dabei der große Zeitaufwand und die damit verbundenen hohen Kosten. Durch den Einsatz von Rechenmaschinen kann diese Schwierigkeit umgangen werden.

Bisher sind zwei grundsätzliche Bauweisen von Rechengeräten bekanntgeworden, die zur Lösung der hier vorliegenden Aufgaben geeignet sind. Es sind dies die Analogierechengeräte auf der einen und die Modellregelkreise auf der anderen Seite.

Wir betrachten den Regelkreis als ein aus Übertragungsgliedern zusammengesetztes Übertragungssystem, das durch eine Ursache, z. B. Störungs- oder Führungsgröße, aus dem Gleichgewichtszustand herausgehoben wird. Als Wirkung beobachten wir das Verhalten der Regelgröße oder der Regelabweichung.

Die Gegenüberstellung von Ursache und Wirkung nennen wir das Betriebsverhalten des Systems. Die Darstellung des Betriebsverhaltens erfolgt vorzugsweise auf zwei Arten, die ineinander überführbar sind und jede für sich genommen das System schon vollständig beschreiben. Es sind dies das Frequenzverhalten auf der einen und das Zeitverhalten auf der anderen Seite.

Eine möglichst vollständige Erfassung des Betriebsverhaltens ist die Hauptaufgabe bei der rechnerischen Untersuchung eines geregelten Systems. Je nach der Art des Vorgehens lassen sich bei der Untersuchung zwei Teilaufgaben unterscheiden: Liegt uns als erste Aufgabe ein geregeltes System in Schaltung und Dimensionierung vor und suchen wir das Betriebsverhalten dieses Systems, dann wollen wir dies eine Analyse des Systems nennen. Die zweite Aufgabe soll uns Schaltung und Dimensionierung eines Systems mit vorgeschriebenem Betriebsverhalten liefern. Dieser Vorgang soll Synthese des Systems genannt werden.

1. Rechengeräte und Modelle

Zur Lösung der beiden Hauptaufgaben Analyse und Synthese von Systemen und der daraus resultierenden Nebenaufgaben sind Analogierechengeräte besonders dann geeignet, wenn ein anschaulicher Zusammenhang zwischen System und Rechenvorgang nicht unbedingt erforderlich ist. Wird aber gerade auf Anschaulichkeit Wert gelegt, und das ist für den täglichen Umgang mit geregelten Systemen in der Praxis von größter Bedeutung, dann sind Modellregelkreise zur Bearbeitung von Analyse- und Syntheseaufgaben oft geeigneter.

Die Analogierechengeräte bilden den Regelkreis im Betriebsverhalten nach. Sie bestehen aus verschiedenen Bausteinen, von denen ein jeder zur Durchführung einer speziellen mathematischen Operation geeignet ist. Die Bausteine werden entsprechend [illegible] zur Lösung der Differential-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

gleichung zusammengeschaltet. Nach Einstellung der Koeffizientenwerte liefert ein Analogiegerät die Lösung der Differentialgleichung für eine definierte Störung, d. h. aber, daß wir die Kennwerte des Systems zur Einstellung des Analogierechengeräts benutzen.

Wollen wir die Abhängigkeit des Regelvorgangs von einem beliebigen Parameterwert untersuchen, dann müssen wir meist alle Einstellungen des Analogierechengeräts verändern, weil fast alle Koeffizienten mit allen Parameterwerten zusammenhängen.

Die Analogiegeräte liefern also die Lösung der Differentialgleichung, gestatten es uns aber nicht, sofort zu übersehen, an welchen Stellen und in welcher Richtung wir in die Einstellung der Geräte eines Regelkreises eingreifen müssen, wenn der Regelvorgang in einem vorgeschriebenen Sinn geändert werden soll. Diesen Nachteil besitzen Modellregelkreise nicht.

Die Modellregelkreise bilden den Regelkreis im Betriebsverhalten und in der Schaltung nach. Sie bestehen aus Bausteinen, die je für sich das Betriebsverhalten eines speziellen Übertragungsgliedes besitzen und entsprechend der Schaltung des Originals zusammengeschaltet werden. Nach Einstellung der Koeffizientenwerte, die hier an Hand der Kennwerte der einzelnen Übertragungsglieder an den entsprechenden Bausteinen des Modells erfolgt, liefert uns ein Modellregelkreis die Lösung der Differentialgleichung für eine definierte Störung.

Wollen wir das Betriebsverhalten eines Regelkreises im Modell untersuchen, dann greifen wir an der Stelle in das Modellsystem ein, an der wir auch in das Originalsystem eingreifen müßten, wenn beide Wirkungen bis auf den Zeitmaßstab übereinstimmen sollen.

Daraus folgt, daß die Untersuchung eines Regelvorgangs im Modell meist wesentlich anschaulicher ist als die Untersuchung mittels eines Analogiegeräts. Das gilt besonders für die Modelle komplizierter verfahrenstechnischer Regelanlagen.

2. Hauptausführung, Nachbildung, Ersatz und Modell eines Systems

Bei der praktischen Behandlung der anfallenden Aufgaben ist es zweckmäßig, zwischen vier Arten von Systemen mit gleichem bzw. ähnlichem Betriebsverhalten zu unterscheiden. Es sind dies:

die Hauptausführung H des Systems,
die Nachbildung N des Systems,
das Ersatzsystem E und
das Modell M des Systems.

Diese Unterscheidung hat praktische Vorteile, weil durch sie alle Systeme nach ihrem grundsätzlichen Aufbau und ihrem Betriebsverhalten klassifiziert werden können. Wir beschreiben weiter unten noch näher, was wir uns unter den einzelnen Systemarten vorzustellen haben und erklären dabei die Begriffe vorzugsweise an Beispielen für Regler. Die allgemeine Gültigkeit der vorgeschlagenen Einteilung wird dadurch nicht eingeschränkt, da die Regler selbst meist kleine Regelkreise sind und als solche fast alle charakteristischen Eigenschaften eines Regelkreises besitzen.

Wir wollen schon hier die kennzeichnenden Eigenschaften der vier Systemarten kurz zusammenfassen. Allgemein gilt:

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Die Hauptausführung eines Systems ist die gerätetechnische Verwirklichung, die in ihrem Aufbau genau der beschreibenden Differentialgleichung entspricht. Obwohl die Hauptausführung oft nur fiktiv ist, besitzt sie insofern eine große praktische Bedeutung, als in die bildlichen Darstellungen des Betriebsverhaltens die Kennwerte des Systems als kennzeichnende Stücke eingetragen werden können. Die Hauptausführung eines Systems dient also vorzugsweise zur Definition und Festlegung der Kennwerte.

Als Nachbildung einer Hauptausführung bezeichnen wir ein System, das wohl das gleiche Betriebsverhalten wie die Hauptausführung besitzt, dessen Einstellwerte aber mit den Kennwerten nicht unmittelbar übereinstimmen.

Vergleichen wir die Wirkungen an den Ausgängen einer Hauptausführung und einer Nachbildung eines Systems bei gleichen Ursachen miteinander, dann können wir keinen Unterschied feststellen, vorausgesetzt, die Nachbildung ist richtig eingestellt.

Das Ersatzsystem ist eine vereinfachte Nachbildung der Hauptausführung in Analogie zur Ersatzschaltung der Elektrotechnik. Das Ersatzsystem ist hinsichtlich seiner Betriebseigenschaften gegenüber der Hauptausführung Einschränkungen unterworfen, die die Grenzen des Betriebsbereiches definieren. Innerhalb dieser Grenzen gilt das Ersatzsystem als hinreichend genauer Ersatz für die Hauptausführung.

Das Modell eines Systems kann sowohl das Modell einer Hauptausführung, einer Nachbildung oder eines Ersatzsystems sein. Ein Modell bildet das vorliegende Originalsystem in einem anderen, und zwar meist kleinerem Zeitmaßstab, nach. Als besonderes Kennzeichen eines Modells wollen wir noch festlegen, daß es nicht nur im Betriebsverhalten, sondern auch in der Schaltung dem Originalsystem entspricht.

3. Der Modellregelkreis

Der elektrische Modellregelkreis besteht aus Modellregelstrecke und Modellregler, die selbst wiederum aus einzelnen Bausteinen bestehen, von denen jeder nur eine spezielle Eigenschaft besitzt. Es sind dies z. B. Integratoren, Differentiatoren, Verzögerungs- und Vorhalteglieder, Totzeitmodelle, Verzerrer, Unterdrücker, Begrenzer usw. Die Bausteine sind wahlweise hintereinander, parallel oder gegeneinander schaltbar, wodurch auch Systeme oder Glieder mit mehreren speziellen Eigenschaften nachgebildet werden können. Durch diese Anordnung stehen uns schwingungsfähige bzw. nichtschwingungsfähige Modellstrecken mit und ohne Ausgleich und die fünf Grundreglertypen (P, I, PI, PD, PID) in fast beliebiger Schaltung zur Verfügung. Totzeiten und Nichtlinearitäten können wahlweise in den Modellregelkreis einbezogen werden. Zur Nachbildung von vermaschten Regelkreisen sind einige Bausteine mehrfach vorhanden. Unstetige Regelvorgänge können durch Zwischenschalten eines in Frequenz und oder Amplitude veränderlichen Tastgerätes nachgebildet werden.

4. Gemeinsame Kennzeichen der Bausteine

Eingänge [illegible] Bausteine haben die gleiche Rich-
[illegible] Ver-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

starker, die speziell zur Richtungsumkehr dienen. Jeder Baustein ist in sich eichbar und enthält die dazu erforderlichen Hilfseinrichtungen.

Der Eingangswiderstand aller Bausteine ist hochohmig, während der Ausgangswiderstand niederohmig ist. Bei Bausteinen, die in ihrem Inneren rückgekoppelte

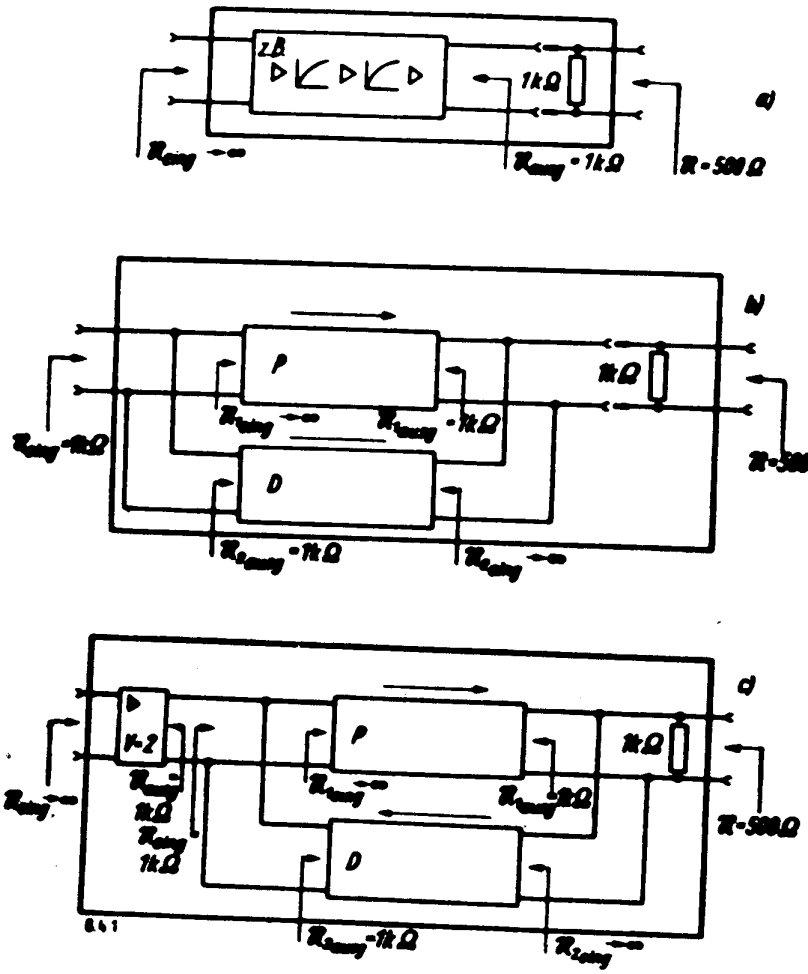


Bild 1. Zum Aufbau der Bausteine

a der Abschlußwiderstand gehört zum Baustein, der Eingangswiderstand ist hoch- und der Ausgangswiderstand niederohmig; b bei in sich rückgekoppelten Bausteinen sind diese Bedingungen nicht erfüllt, deshalb wird c ein Verstärker vorgeschaltet

Schaltungen enthalten, sind dazu besondere Maßnahmen erforderlich, die in Bild 1 erklärt sind.

Alle Bausteine besitzen drei Eingangs- und drei Ausgangsklemmen, die zum gemeinsamen Schaltfeld führen. Im Schaltfeld werden die Bausteine mit Hilfe von beweglichen Verbindungsschnüren, der jeweiligen Aufgabe entsprechend, zusammengeschaltet.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

5. Bezeichnungen

Für den in Bild 2 gezeigten einfachen Regelkreis gelten die Beziehungen

$$\Xi_{xw}(p) = \Xi_w(p) + \Xi_H(p)\,, \tag{1}$$

$$\Xi_x(p) = \Xi_{xw}(p)\,\mathfrak{A}_R(p)\,\mathfrak{A}_S(p) - \Xi_z(p)\,\mathfrak{A}_N(p)\,, \tag{2}$$

$$\Xi_H(p) = \Xi_x(p)\,\mathfrak{A}_H(p) = \Xi_x(p)\,\mathfrak{A}_E(p)\,\mathfrak{A}_C(p)\,. \tag{3}$$

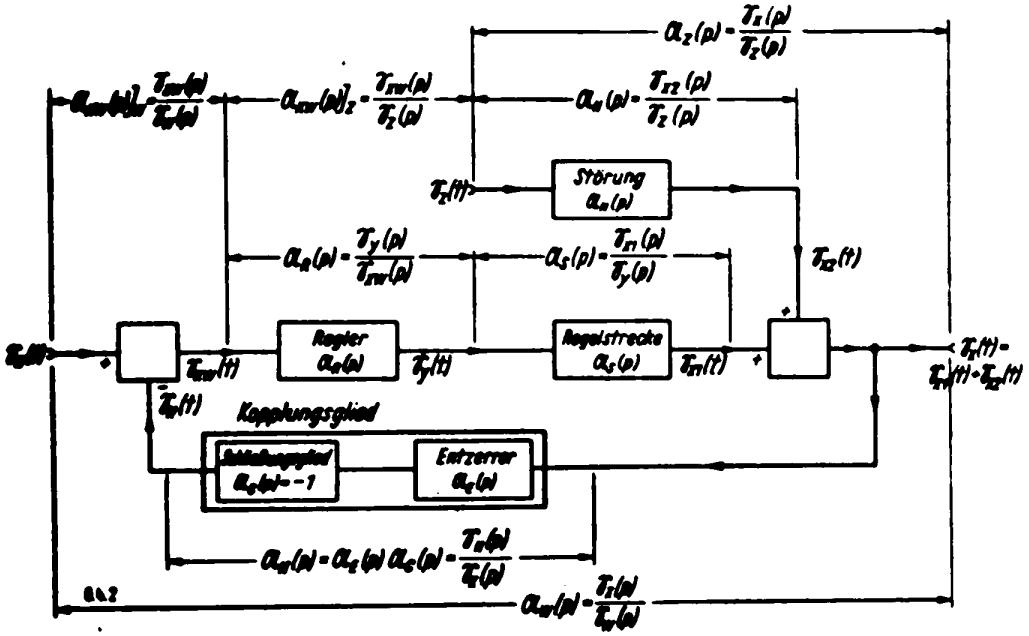


Bild 2. Blockschaltbild eines einfachen Regelkreises und Bezeichnungen

Unter Benutzung der Abkürzung

$$\mathfrak{A}_0(p) = \mathfrak{A}_R(p)\,\mathfrak{A}_S(p)\,,$$

worin $\mathfrak{A}_R(p)$ Übertragungsfunktion des Reglers,
$\mathfrak{A}_S(p)$ Übertragungsfunktion der Regelstrecke,

erhalten wir damit für die Regelgröße

$$\Xi_x(p) = \frac{\mathfrak{A}_0(p)}{1 - \mathfrak{A}_0(p)\,\mathfrak{A}_H(p)}\,\Xi_w(p) + \frac{\mathfrak{A}_N(p)}{1 - \mathfrak{A}_0(p)\,\mathfrak{A}_H(p)}\,\Xi_z(p)\,, \tag{4}$$

wobei $\mathfrak{A}_N(p)$ den Störort berücksichtigt.

Aus Gl. (4) erhalten wir für $\Xi_z(p) = 0$ die Führungsübertragungsfunktion

$$\mathfrak{A}_w(p) = \frac{\Xi_x(p)}{\Xi_w(p)} = \frac{\mathfrak{A}_0(p)}{1 - \mathfrak{A}_0(p)\,\mathfrak{A}_H(p)} \tag{5}$$

und für $\Xi_w(p) = 0$ die Störungsübertragungsfunktion

$$\mathfrak{A}_z(p) = \frac{\Xi_x(p)}{\Xi_z(p)} = \frac{\mathfrak{A}_N(p)}{1 - \mathfrak{A}_0(p)\,\mathfrak{A}_H(p)}\,. \tag{6}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Unter Benutzung von Gl. (1) ... (3) erhalten wir für die Regelabweichung

$$\Xi_{xw}(p) = \frac{1}{1 - \mathfrak{A}_0(p)\,\mathfrak{A}_H(p)}\,\Xi_w(p) - \frac{\mathfrak{A}_H(p)\,\mathfrak{A}_N(p)}{1 - \mathfrak{A}_0(p)\,\mathfrak{A}_H(p)}\,\Xi_s(p)\,. \tag{7}$$

Aus Gl. (7) sind zwei Übertragungsfunktionen der Regelabweichung ableitbar, die von Interesse sind, aber bisher noch keinen besonderen Namen erhalten haben.

Setzen wir in Gl. (7) $\Xi_z(p) = 0$, dann erhalten wir die (Übertragungsfunktion der) Führungsabweichung

$$\mathfrak{A}_{xw}(p)\big]_w = \frac{\Xi_{xw}(p)}{\Xi_w(p)} = \frac{1}{1 - \mathfrak{A}_0(p)\,\mathfrak{A}_H(p)} \tag{8}$$

und wenn wir $\Xi_w(p) = 0$ setzen, die (Übertragungsfunktion der) Störungsabweichung

$$\mathfrak{A}_{xw}(p)\big]_s = \frac{\Xi_{xw}(p)}{\Xi_s(p)} = \frac{\mathfrak{A}_H(p)\,\mathfrak{A}_N(p)}{1 - \mathfrak{A}_0(p)\,\mathfrak{A}_H(p)}\,. \tag{9}$$

Bei der hier gewählten Darstellungsweise haben wir die Erfüllung der Schließungsbedingung dem Kreisglied $\mathfrak{A}_H(p)$ zugeschrieben. Dieses Glied besteht aus zwei Teilgliedern, dem Schließungsglied $\mathfrak{A}_G(p)$ und dem Entzerrerglied $\mathfrak{A}_E(p)$. Es gilt damit

$$\mathfrak{A}_H(p) = \mathfrak{A}_E(p)\,\mathfrak{A}_G(p)\,. \tag{10}$$

Die Schließungsbedingung erfordert eine Vorzeichenumkehr, und es muß deshalb sein

$$\mathfrak{A}_G(p) = -1\,. \tag{11}$$

Entfällt das Entzerrungsglied, ist also $\mathfrak{A}_E(p) = 1$, dann ist auch

$$\mathfrak{A}_H(p) = -1\big]_{\mathfrak{A}_E(p)=1}\,. \tag{12}$$

Der Vorteil dieser Darstellungsweise liegt darin, daß wir zur Vorzeichenumkehr tatsächlich ein Übertragungsglied in den Regelkreis einschalten, wie dies ja auch bei der gerätetechnischen Ausführung erforderlich ist. Die Rechnung wird damit durchsichtiger und lehnt sich stärker an die Konstruktion an. Das Schließungsglied muß immer vorhanden sein, selbst wenn es z. B. bei elektrischen Regelungen nur eine Leitungskreuzung oder bei mechanischen Regelungen nur eine richtungsumkehrende Hebelübersetzung ist.

Oft besteht auch der Regler aus einer Kombination von Übertragungsgliedern und enthält selbst einen oder mehrere kleine Regelkreise, die unter Umständen sogar noch vermascht sind. In einem solchen Fall behalten wir die Übertragungsfunktion $\mathfrak{A}_R(p)$ der Gesamtanordnung „Regler" vor. In Bild 3 ist ein noch relativ einfaches Beispiel eines solchen Reglers gezeigt und die in diesem Fall eingeführte Bezeichnungsweise definiert. Eine große Anzahl der handelsüblichen Regler im weiteren Sinne läßt sich grundsätzlich auf die in Bild 3 gezeigte Anordnung zurückführen.

Der Vorwärtsteil $\mathfrak{A}_\varrho(p)$ entspricht dem Regler im engeren Sinne, die Rückführung $\mathfrak{A}_r(p)$ dient, wie bekannt, zur Erzielung spezieller Eigenschaften, die durch das vorgeschaltete Zeitglied $\mathfrak{A}_\vartheta(p)$ noch verbessert werden können.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

6. Zeitplan des Modellregelkreises

Die Modelle arbeiten mit stark verkleinerten Zeitmaßstäben. Daraus ergeben sich kurze Rechenzeiten, die für die wirtschaftliche Ausnutzung des Modellregelkreises von besonderer Wichtigkeit sind. Praktisch ist es zweckmäßig, bei der Aufstellung des Zeitplanes von den kennzeichnenden Zeiten der Regelstrecke auszugehen, einen Zeitmaßstab festzulegen und den für die Kennwerte der Modellregelstrecke erforderlichen Variationsbereich zu bestimmen. In Bild 4 ist ein Zeitplan für eine Modellregelstrecke dargestellt. Übergangszeit T_u und Totzeit T_t sind jeweils im angegebenen Bereich variierbar. Ein Modellregler mit dieser Modellregelstrecke muß entsprechend weiten Einstellbereich haben.

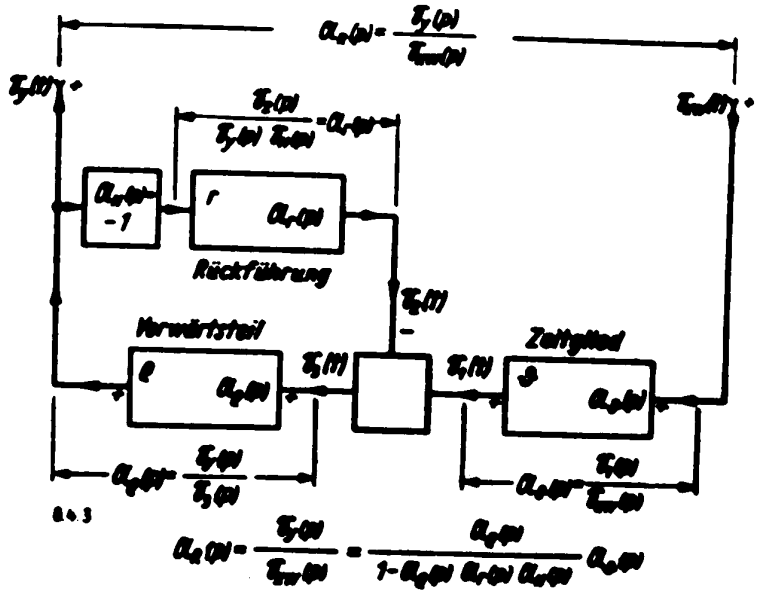


Bild 3. Blockschaltbild eines Reglers und Bezeichnungen

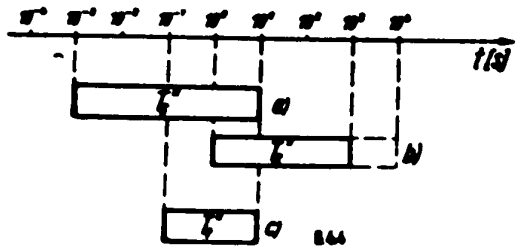


Bild 4. Zeitplan für ein Vorgangsmodell zur Nachbildung verfahrenstechnischer Regelstrecken

a einfache RC-Glieder, b RC-Glieder kombiniert mit Verstärkern, c Totzeitvariation. Die Verstellbereiche beziehen sich auf ein Einzelglied

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

7. Modellregelstrecken

Wir beschränken uns hier auf die Beschreibung von Modellen verfahrenstechnischer Regelstrecken, die insbesondere durch Totzeit und Übergangszeit gekennzeichnet werden können. Die Totzeit wird im weiter unten beschriebenen Totzeitmodell und die Übergangszeit im sogenannten Vorgangsmodell nachgebildet. Die

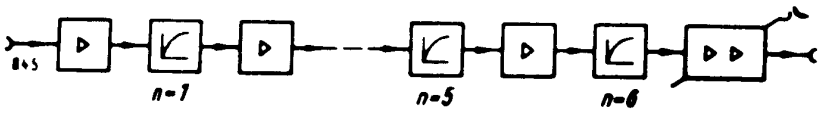


Bild 5. Blockschaltbild des Vorgangsmodells

Vorgangsmodelle bestehen aus der Hintereinanderschaltung von n Verzögerungsgliedern erster Ordnung, die wahlweise rückwirkend oder rückwirkungsfrei hintereinandergeschaltet werden können. Obwohl technisch als höchste Ordnung zunächst nur $n = 6$ begründet erscheint, wurde neben einem Vorgangsmodell für $n = 6$ ein weiteres vereinfachtes für $n = 15\ (20)$ aufgebaut. Die Zeitkonstante eines einzelnen Verzögerungsgliedes ist zwischen

$$T_z = 0{,}01 \cdots 10\ \mathrm{s}$$

verstellbar.

Bild 5 zeigt das Blockschaltbild des Vorgangsmodells. Der Verstärker am Ausgang dient zum Ausgleich der durch die Entkopplungsverstärker hervorgerufenen

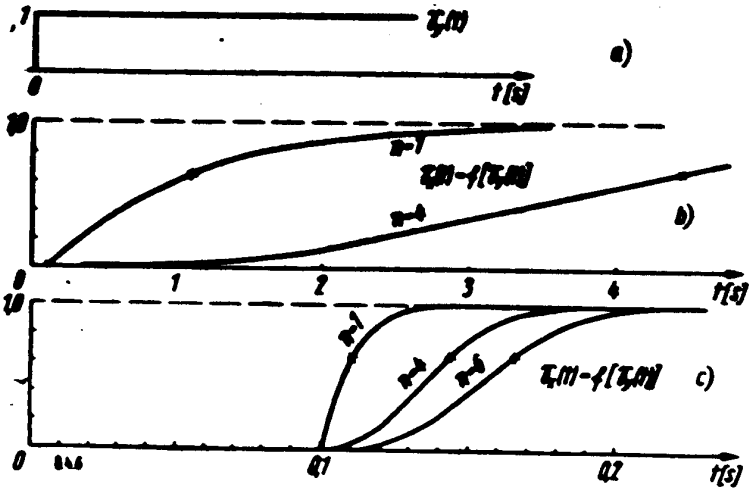


Bild 6. Übergangsfunktionen von Modellregelstrecken

b Totzeit klein gegenüber der Übergangszeit; *c* Totzeit groß gegenüber der Übergangszeit

Spannungsverluste. Außerdem kann mit ihm der Ausgleichsgrad der Strecke auf Werte kleiner und größer als Eins eingestellt werden.

Durch die Wahl der Einstellbereiche ist gewährleistet, daß Regelstrecken im Modell nachgebildet werden können, für die die Totzeit klein oder groß gegenüber der Übergangszeit ist, und zwar unabhängig von der Ordnung des eigentlichen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Vorgangs. In Bild 6 sind einige Übergangsfunktionen für eine der möglichen Einstellungen gezeigt.

Verzögerungsfunktionen höherer Ordnung werden bei der rechnerischen Behandlung oft durch eine Verzugszeit T_u und eine Anstiegsfunktion c_0 ersetzt. Die aus Verzugszeit und Anstiegsfunktion gebildete Näherungsfunktion für den Vorgang können wir im Modell durch Hintereinanderschaltung eines Totzeitmodells und eines Integrators nachbilden (vgl. dazu Bild 7).

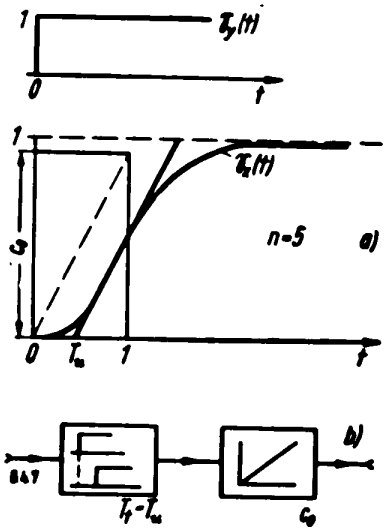


Bild 7. Näherungsfunktion bestehend aus Verzugszeit und Anstiegsfunktion a und Nachbildung durch ein Totzeitmodell und einen Integrator b

Zur unmittelbaren Untersuchung, Prüfung oder Testung von Reglern benötigen wir aber auch Vorgangsmodelle, die im Zeitmaßstab 1 : 1 arbeiten.

8. Nachbildung von Totzeiten

Zur Nachbildung der (tatsächlichen) Totzeiten benutzen wir ein Magnettongerät spezieller Bauart, bei dem der Abstand zwischen Sprechkopf und Hörkopf veränderbar ist. Durch besondere Maßnahmen wird der Einschwingvorgang, der aus der begrenzten Bandbreite des Übertragungsbereiches folgt, so weit herabgesetzt, daß er gegenüber den vorgesehenen Einschwingzeiten des übrigen Modells nicht mehr ins Gewicht fällt.

9. Modellregler

Der Modellregler besteht aus vier Grundbausteinen nach Bild 8, die P-Regler, I-Regler, Vorhalte- und Verzögerungsglied genannt werden. Zur Darstellung komplizierter Reglerkonstruktionen sind die Bausteine entsprechend dem Blockschaltbild zusammenzuschalten. Die Bausteine P- und I-Regler enthalten noch zusätzlich eine Verstärkerkombination, die eine universelle Zusammenschaltung der Bausteine ermöglichen und zur Erfüllung der Schleifungsbedingung im Fall rückgekoppelter Regler dienen [vgl. Bild 8].

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Für die Einstellbereiche der Grundbausteine gelten etwa die folgenden Werte

P-Regler: V_0 0,001 (0,01) · · · 2500fach
(Spannungsverstärkung)

I-Regler: $c_0 = 0{,}001 \cdots 2500$ V s
(Stellgeschwindigkeit)

V-; D-Glied: V_2; $V_1 = 0{,}001 \cdots 1000$fach
(Spannungsverstärkung)

T_a; $T_b = 10$ ms · · · 10 s

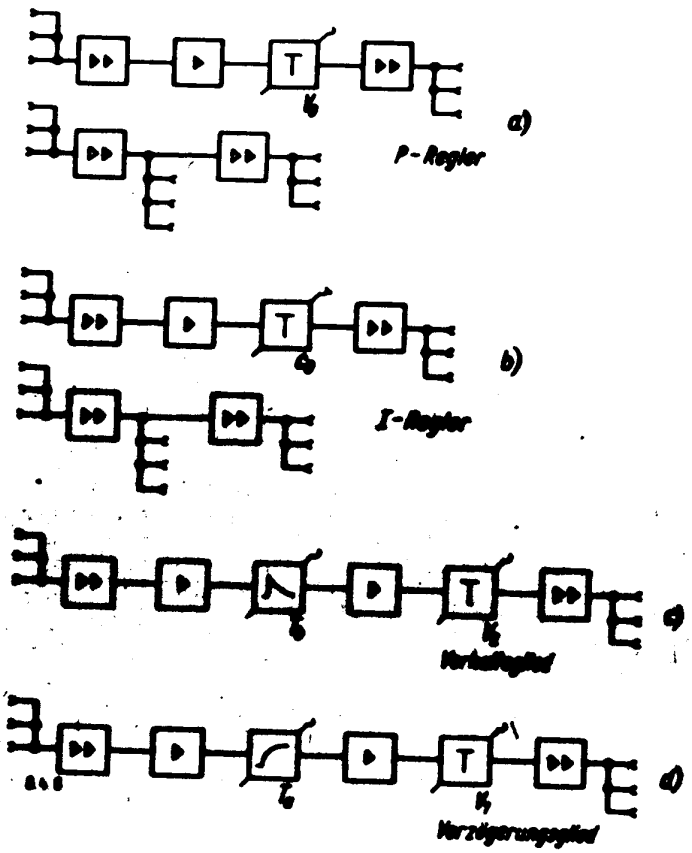


Bild 8. Bausteine des Modellreglers

Die extrem großen Verstärkungswerte werden bei der Modellierung von Reglern mit idealem Betriebsverhalten benötigt. Auch für spezielle grundlegende Versuche sind Glieder mit so großen Verstärkungsfaktoren oft von Vorteil.

In Bild 9 sind einige wichtige Reglertypen im Blockschaltbild gezeigt, die aus den vier Grundbausteinen zusammengestellt werden können.

10. Der Regler im Regelkreis

Damit der Regelvorgang unter bestimmten und meist vorgegebenen Bedingungen abläuft, muß der Regler bestimmte (äußere) Kennwerte besitzen. Die Berechnung

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

dieser Kennwerte erfolgt entweder über eine sogenannte Optimierung [1], [2] oder über Erfahrungs- bzw. Näherungsformeln [3], [4]. Diese Betrachtungen fallen jedoch aus unserem Rahmen und wir nehmen deshalb hier die geforderten optimalen Kennwerte des Reglers immer als gegeben bzw. als bereits berechnet an.

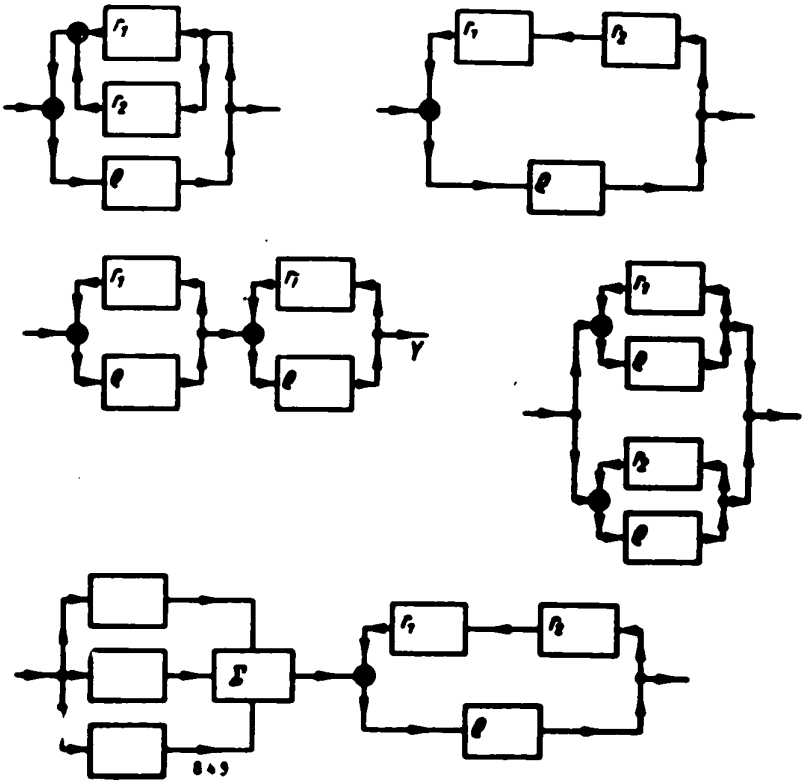


Bild 9. Blockschaltbilder wichtiger Reglertypen

Gehen wir z. B. von den Einstellregeln von *Ziegler-Nichols* aus, dann heißt das, daß die Kennwerte

$$V_R;\ T_n \text{ und } T_v$$

als gegeben zu betrachten sind, mit den Benennungen

V_R Verstärkung des Reglers.
T_n Nachgebezeit.
T_v Vorhaltezeit.

Diese Einstellregeln sind besonders für die verfahrenstechnische Regelungstechnik von Bedeutung. Daß wir uns hier lediglich auf sie beziehen, schließt nicht aus, daß bei anderen Aufgaben auch besondere Einstellregeln berücksichtigt werden müssen. Die Allgemeingültigkeit der folgenden Ausführungen wird durch die Beschränkung auf die [illegible] Ziegler-Nichols nicht eingeschränkt.

II. Hauptausführung, Nachbildung, Ersatz und Modell eines Reglersystems

[illegible] einer Regelstrecke [illegible] Kennwerte

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

ist jetzt eine geeignete Reglerkonstruktion zu entwerfen, die darauf zu überprüfen ist, ob sie auch diese Kennwerte besitzt. Beim Entwurf des Reglers wird man natürlich bemüht sein, ein möglichst universelles Gerät zu schaffen, dessen Kennwerte veränderlich sind und unter anderem natürlich auch auf die geforderten Werte eingestellt werden können. Wie im folgenden noch ausführlich gezeigt wird, ist dabei aber zu beachten, daß die Veränderung der Kennwerte an Einstellknöpfen erfolgt, die nur in den seltensten Fällen auch unmittelbar in Kennwerten geeicht werden können.

Bauen wir einen Regler nun so auf, wie es die kennzeichnende Gleichung vorschreibt, dann stellt diese Reglerkonstruktion eine Hauptausführung dar. Die Gleichung eines idealen PID-Reglers lautet z. B.

$$\mathfrak{A}_R(p)]_{\mathrm{PID}} = r_0 + \frac{r_{-1}}{p} + r_1 p$$

und liefert uns unmittelbar die Konstruktionsvorschrift für die Hauptausführung des Reglers. Wir müssen einen proportionalen Teil der Eingangsgröße zum Ausgang hin übertragen, weiterhin die Eingangsgröße integrieren und schließlich auch noch differenzieren. Dazu sind drei Teilgeräte erforderlich, die parallel zu schalten sind. Am Ausgang werden dann die drei Anteile zur Ausgangsgröße summiert. Wie bekannt, hat dieser Aufbau der Hauptausführung aber wegen den bei der Differentiation auftretenden gerätetechnischen Schwierigkeiten so große Nachteile, daß er deshalb in der Praxis nur selten verwendet wird. Grundsätzlich gilt für die Hauptausführung eines (Regler-)Systems:

Ist die Hauptausführung mit veränderbaren Kennwerten ausgestattet, dann entsprechen die an den Einstellknöpfen des Gerätes eingestellten Werte, die Einstellwerte, unmittelbar den Kennwerten des Systems.

Wir sprechen also von einer Hauptausführung, wenn:

1. das System so aufgebaut ist, wie es die beschreibende Gleichung angibt und
2. die Einstellwerte unmittelbar den Kennwerten entsprechen.

Durch die zweite Bedingung schränken wir die Anzahl der gerätetechnisch möglichen Hauptausführungen stark ein. Das ist belanglos, weil wir in der Hauptausführung lediglich den ruhenden Pol sehen wollen, an dem wir uns im Verlaufe umfangreicher Entwurfs- und Rechenarbeiten orientieren wollen. Wichtig für unsere Betrachtungen ist vor allem, daß für gegebene Kennwerte immer eine Hauptausführung angegeben werden kann oder zumindest vorstellbar ist, gleichgültig, ob diese Hauptausführung gerätetechnisch möglich oder überhaupt erwünscht ist.

Damit gelangen wir zu einer zweiten Begriffsbestimmung für die Hauptausführung, die für uns die wichtigere Definition ist. Aus den gegebenen Kennwerten eines Systems können wir jederzeit dessen Ortskurve und Zeitverhalten berechnen und in den bildlichen Darstellungen kennzeichnende, den Kennwerten entsprechende Stücke festlegen. Liegen uns die eben geforderten Angaben in einem Katalogblatt (Atlasblatt) vereinigt vor, dann bezeichnen wir insbesondere auch schon dieses Katalogblatt als Hauptausführung.

Das Betriebsverhalten einer durch Zahlenangaben für die Kennwerte festgelegten Hauptausführung eines Systems soll durch die Nachbildung des Systems verwirklicht oder, besser ausgedrückt, nachgebildet werden. Die Nachbildung ist also ein

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

neues System, z. B. ein Reglersystem mit einer bestimmten Art der Rückführung, das im Betriebsverhalten mit der Hauptausführung identisch übereinstimmt. Wie diese Übereinstimmung erreicht wird, bleibt wirtschaftlichen und technologischen Überlegungen vorbehalten. Bei diesen Überlegungen hilft uns die bekannte Tatsache, daß für eine Hauptausführung sehr oft mehrere Nachbildungen angegeben werden können, aus denen wir uns die angenehmste Lösung heraussuchen können.

Die mit der Nachbildung nachgebildeten Kennwerte der Hauptausführung sollen variabel sein und an geeichten Drehknöpfen bequem eingestellt werden können.

Eine Nachbildung besteht also aus einer zweckentsprechenden Anordnung von Baugliedern, von denen jedes die individuell erforderlichen Einstellknöpfe besitzt. Es bestehen aber zwischen den Kennwerten der Nachbildung (die ja beim Einsatz der Nachbildung mit den für die Hauptausführung geforderten Kennwerten übereinstimmen müssen) und den an den Einstellknöpfen der Nachbildung eingestellten Einstellwerten teilweise recht verwickelte Zusammenhänge. Die Art dieser Zusammenhänge ist besonders eng mit der Art verknüpft, in der die Einzelglieder einer Nachbildung zusammengeschaltet sind. Die Kennwerte der Nachbildung sind oft Funktionen mehrerer Einstellwerte. Wird einer der Einstellwerte verändert, dann ändern sich meist alle Kennwerte.

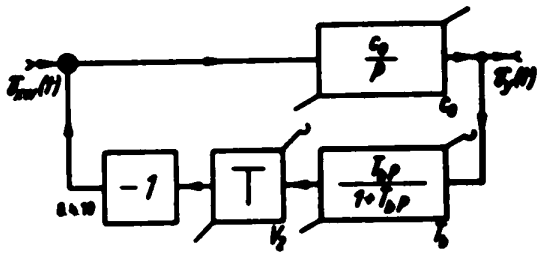


Bild 10. Blockschaltbild der Nachbildung eines PI-Reglers

Für die Nachbildung gilt also:

1. Die Kennwerte von Hauptausführung und Nachbildung müssen übereinstimmen.
2. Die Kennwerte der Nachbildung hängen von den Einstellwerten ab.

Danach müssen für jede Nachbildung grundsätzlich bekannt sein:

a) die Bestimmungsgleichungen zur Berechnung der Einstellwerte aus gegebenen Kennwerten,
b) die Abhängigkeit eines jeden Kennwertes von den Einstellwerten.

Es sei besonders darauf hingewiesen, daß nach dieser Begriffsfestsetzung der größte Teil der handelsüblichen Regler als Nachbildung anzusprechen ist.

Die beste Nachbildung ist die, bei der jeder Einstellwert mit nur einem Kennwert zusammenhängt. Eine noch gut brauchbare Nachbildung erhalten wir, wenn ein Kennwert zwar von mehreren Einstellwerten abhängt, aber die verknüpfenden Beziehungen möglichst einfach sind. Voraussetzung ist aber in jedem Fall, daß keine toten Bereiche der Einstellwerte auftreten dürfen, in denen die Kennwerte durch die Einstellwerte nicht mehr beeinflußt werden.

Zur anschaulichen Erklärung des Begriffes der Nachbildung dient das folgende Beispiel, an das weitergehende Betrachtungen anknüpfen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Nachbildung eines PI-Reglers mit Verzögerung 1. Ordnung, bestehend aus einem kleinen Regelkreis mit einem idealen Integrator im Vorwartsteil und einer nachgebenden Rückführung (vgl. dazu Bild 10).

Es gelten die Übertragungsfunktionen des Vorwartsteiles

$$\mathfrak{A}_v(p) = \frac{c_0}{p} \tag{1.1}$$

und der Rückführung

$$\mathfrak{A}_r(p) = \frac{V_2}{1 + \frac{1}{T_b\, p}} \tag{1.2}$$

und damit für den kleinen Regelkreis nach Bild 8 allgemein

$$\mathfrak{A}_z(p) = \frac{\mathfrak{A}_v(p)}{1 - \mathfrak{A}_v(p)\, \mathfrak{A}_r(p)\, \mathfrak{A}_H(p)} \equiv \mathfrak{A}_R(p)\Big|_{\mathrm{PI}}^{\mathrm{N}}. \tag{1.3}$$

Mit $\mathfrak{A}_H(p) = -1$ wird hier

$$\mathfrak{A}_z(p) = \frac{\frac{c_0}{T_b} + c_0\, p}{p\left[\left(V_2 c_0 + \frac{1}{T_b}\right) + p\right]} \equiv \mathfrak{A}_R(p)\Big|_{\mathrm{PI}}^{\mathrm{N}}. \tag{1.4}$$

Gl. (1.4) ist mit der Gleichung der zugehörigen Hauptausführung

$$\mathfrak{A}_R(p)\Big|_{\mathrm{PI}}^{\mathrm{H}} = \frac{\frac{r_{-1}}{T_1} + \frac{r_0}{T_1}\, p}{p\left(\frac{1}{T_1} + p\right)} \tag{1.5}$$

zu vergleichen. Der Koeffizientenvergleich liefert uns die Bestimmungsgleichungen

$$V_2,\ c_0,\ T_b]^{\mathrm{N}} \text{ aus } r_0,\ r_{-1},\ T_1]^{\mathrm{H}}$$

$$c_0 = \frac{r_0}{T_1}, \tag{1.6}$$

$$T_b = \frac{r_0}{r_{-1}}, \tag{1.7}$$

$$V_2 = \frac{1}{r_0}\left(1 - \frac{r_{-1}}{r_0}\, T_1\right) \tag{1.8}$$

zur Berechnung der Einstellwerte aus gegebenen Kennwerten. Für die Abhängigkeit der Kennwerte von den Einstellwerten gelten

$$T_1 = \frac{T_b}{1 - c_0 V_2 T_b}, \tag{1.9}$$

$$r_0 = c_0 \frac{T_b}{1 - c_0 V_2 T_b}, \tag{1.10}$$

$$r_{-1} = c_0 \frac{1}{1 - c_0 V_2 T_b}. \tag{1.11}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Wir sehen, daß jeder der drei Kennwerte von allen drei Einstellwerten abhängig ist. Dabei ist besonders beachtenswert, daß T_1 keine Apparatekonstante ist, sondern sich mit der Einstellung des Reglers ändert.

Die optimalen Kennwerte des Reglers seien jetzt z. B. nach ***Ziegler-Nichols*** gegeben. Im vorliegenden Fall sind es die Kennwerte $V_R = r_0$ und $T_n = T_b$. In der Praxis wird dabei vorausgesetzt, daß der Wert von T_1 vernachlässigbar klein ist. Wegen Gl. (1.9) müssen wir jetzt überprüfen, ob die Vernachlässigung tragbar ist. Es gelte

$$T_1 = \varkappa\, T_n\,. \tag{1.12}$$

Dann erhalten wir unter Benutzung der beim idealen PI-Regler zu findenden Beziehung

$$T_n\, r_{-1} = r_0 = V_R \tag{1.13}$$

für die Bestimmung der Einstellwerte die Gleichungen

$$T_b = T_n\,, \tag{1.14}$$

$$c_0 = \frac{V_R}{\varkappa\, T_n}\,, \tag{1.15}$$

$$V_2 = \frac{1}{V_R}\,(1-\alpha) \sim \frac{1}{V_R}\Big]_{\alpha \ll 1}\,, \tag{1.16}$$

denen wir entnehmen:

1. Wie bekannt, ist $T_n = T_b$.
2. Die innere Stellgeschwindigkeit c_0 (s. Bild 10) muß für ein kleines T_1 sehr viel größer sein als die äußere Stellgeschwindigkeit r_{-1}, z. B. für $T_1 = 0{,}01\, T_n$ ist $c_0 = 100\, r_{-1}$.
3. Die „Verstärkung" der Rückführung ist meist kleiner als Eins.
4. Ein PI-Regler des beschriebenen Aufbaues, dessen Kennwerte V_R und T_n (bzw. r_0 und T_b) veränderlich sind und der für alle eingestellten Kennwerte die Bedingung

$$T_1 \ll T_n$$

erfüllen soll, muß im allgemeinen unbedingt drei Einstellmöglichkeiten entsprechend den Einstellwerten c_0, T_b und V_2 besitzen.

Zu Punkt 4 noch ein Zahlenbeispiel:

Nach *Ziegler-Nichols* seien z. B. für einen bestimmten Regelvorgang die Kennwerte $V_R = 5$ und $T_n = 100$ s gefordert. Wir wollen $T_1 = 0{,}01\, T_n$ zulassen. Damit erhalten wir die Einstellwerte

$$c_0 = 5\ \mathrm{V\,s}\,, \quad T_b = 100\ \mathrm{s} \quad \text{und} \quad V_2 = 0{,}2\,.$$

Nehmen wir jetzt an, daß eine Reglerkonstruktion vorliegt, bei der V_2 konstant und nicht einstellbar ist, dann gilt z. B. für $V_2 = 1$, $T_n = 100$ s und $c_0 = 5$ V s

$$V_2 = 1 \text{ und } T_1 = 0{,}2\ \mathrm{s}\,.$$

Das ist aber [illegible]

[illegible] Bild 11 [illegible] T_1 [illegible] Einstellwerten ge- [illegible] Wenn $V_2 = 5$ [illegible] Regler für

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Ist andererseits z. B. $V_2 = 0{,}1$ = const, dann sehen wir, daß der Wert $V_R = 5$ zwar erreichbar ist, wenn wir $c_0 = 0{,}1$ V s einstellen, bei dieser Einstellung aber die Zeitkonstante T_1 den Wert von 50 s annimmt und der Regler damit keinesfalls mehr als idealer PI-Regler anzusprechen ist.

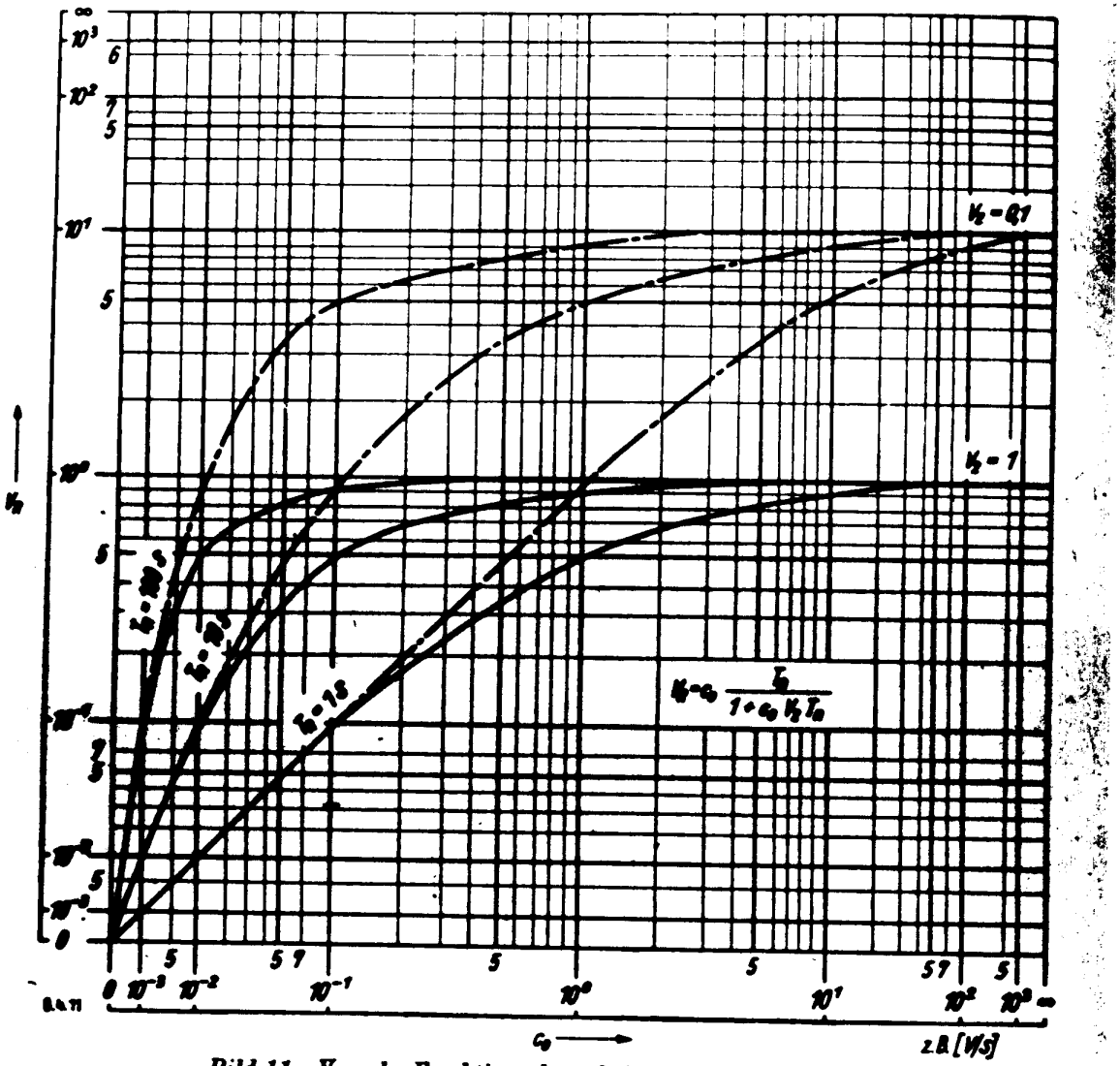


Bild 11. V_R als Funktion der übrigen Einstellwerte

Es sei im Zusammenhang mit der Besprechung der vorliegenden Nachbildung eines PI-Reglers darauf hingewiesen, daß durch die Form des Ansatzes in Gl. (1.3) festgelegt ist, daß die Glieder $\mathfrak{N}_\varrho(p)$ und $\mathfrak{N}_\tau(p)$ rückwirkungsfrei zusammengeschaltet sind, d. h. aber, daß die Einstellwerte unabhängig voneinander eingestellt werden können. Trotzdem ist aber, wie bekannt, eine Verknüpfung der Einstellwerte mit den Kennwerten vorhanden, die durch die sogenannten Abhängigkeitsfaktoren ausgedrückt wird.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Daß die Erreichung einer völligen Rückwirkungsfreiheit geratetechnisch oft sehr schwierig ist, sei nicht verkannt. Trotzdem dürfen diese Schwierigkeiten nicht dazu führen, daß Rückwirkungsfreiheit, die zur gegenseitigen Entkopplung der

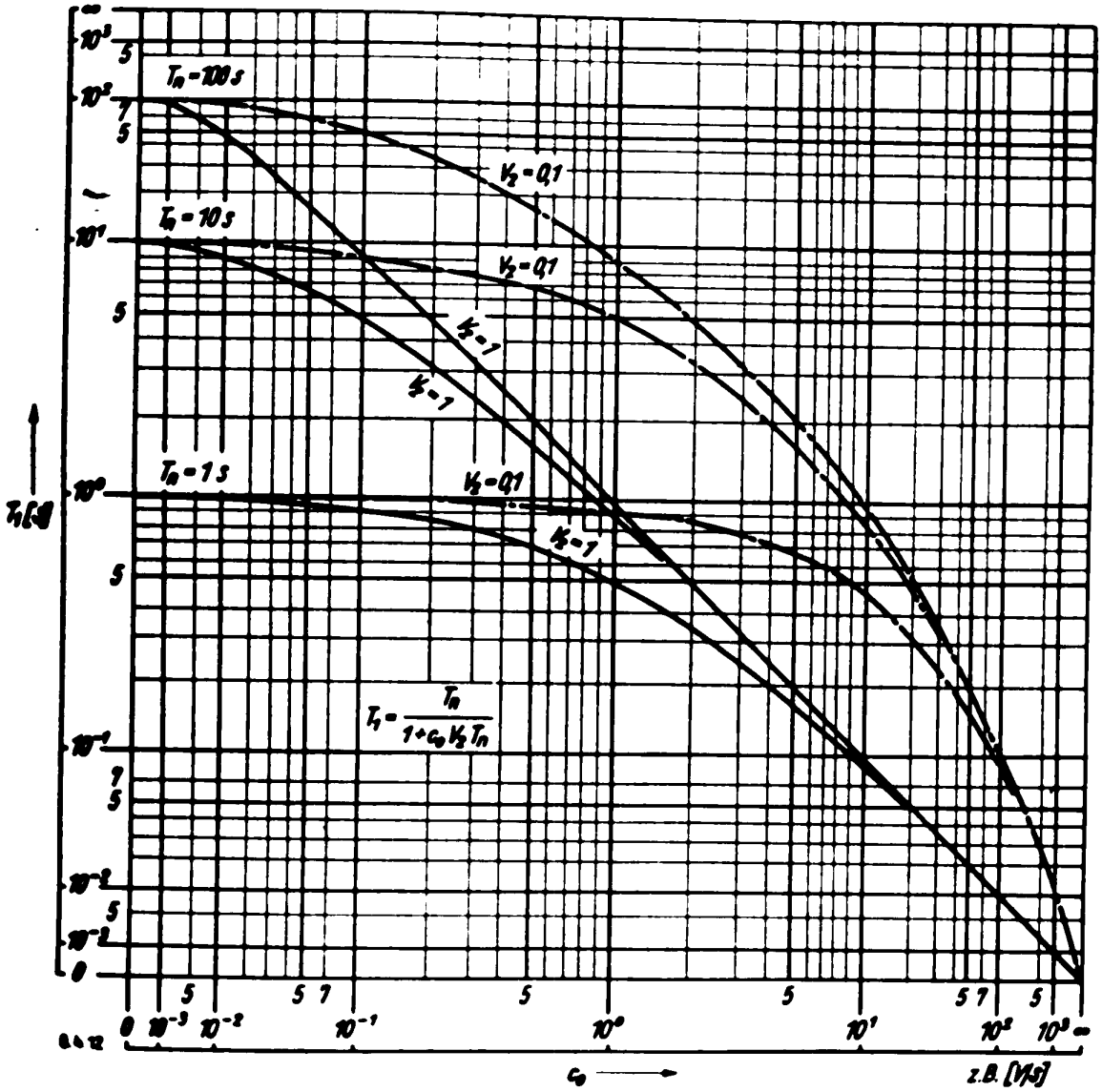


Bild 12. T_1 als Funktion der übrigen Einstellwerte

Einstellwerte erforderlich ist, und Abhängigkeitsfaktoren, die meist nur durch die Schaltung bedingt sind, verwechselt werden.

Das Ersatzsystem ist eine vereinfachte Nachbildung der Hauptausführung in Analogie zur Ersatzschaltung der Elektrotechnik. Das Ersatzsystem ist hinsichtlich seiner Betriebseigenschaften gegenüber der Hauptausführung Einschränkungen unterworfen. Diese Einschränkungen müssen bekannt sein und definieren die Grenzen des Bereiches, innerhalb dessen Ersatzsysteme

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

betrieben, dann gilt es in diesem Betriebsbereich als hinreichend genauer Ersatz für die Hauptausführung. Danach zeigt sich, daß ein weiterer Teil der handelsüblichen Regler als Ersatzsysteme anzusprechen sind. Für diese Regler muß ein Betriebsbereich definiert werden. Um Mißverständnissen vorzubeugen, sei darauf hingewiesen, daß diese Zuordnung natürlich keine disqualifizierende Eigenschaft ist, sondern lediglich Einordnungszwecken dient.

Den Begriff des Ersatzsystems wollen wir am Beispiel des Integrators erläutern. Ein idealer Integrator besitzt die Übertragungsfunktion

$$\mathfrak{N}(p)]_{\mathrm{I}} = \frac{c_v}{p}; \tag{2.1}$$

c_v ist die sog. Stellgeschwindigkeit.

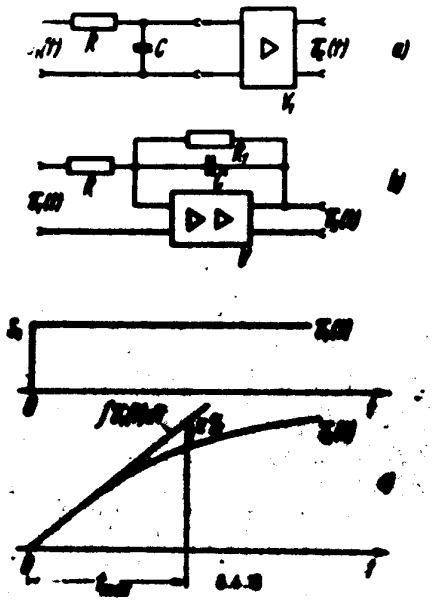


Bild 13. Ersatzsysteme für einen Integrator
a RC-Netz mit Verstärker; b Integrierschaltung mit Operatorverstärker; c Übergangsfunktion und Näherungsgrade

Für eine sprungförmige Ursache

$$\mathfrak{S}_1(t) = \begin{matrix} 0 & t < 0 \\ S_1 & t > 0 \end{matrix} \tag{2.2}$$

erhalten wir für die Wirkung die Sprungübergangsfunktion

$$\mathfrak{S}_2(t) = c_0 S_1 t \tag{2.3}$$

und entsprechend für eine linear ansteigende Ursache

$$S_1(t) = \begin{matrix} 0 & t < 0 \\ t \operatorname{tg} q & t > 0 \end{matrix} \tag{2.4}$$

die Anstiegsübergangsfunktion

$$\mathfrak{S}_2(t) = \frac{c_0}{2} t^2 \operatorname{tg} q\,. \tag{2.5}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Als Ersatzsystem für einen idealen Integrator können wir das in Bild 13a gezeigte RC-Netz mit nachgeschaltetem Verstärker benutzen. Das Ersatzsystem besitzt die Übertragungsfunktion

$$\mathfrak{A}(p)\,\frac{E}{I} = \frac{V_1}{1 + \tau p} \tag{2.6}$$

mit $\tau = RC$.

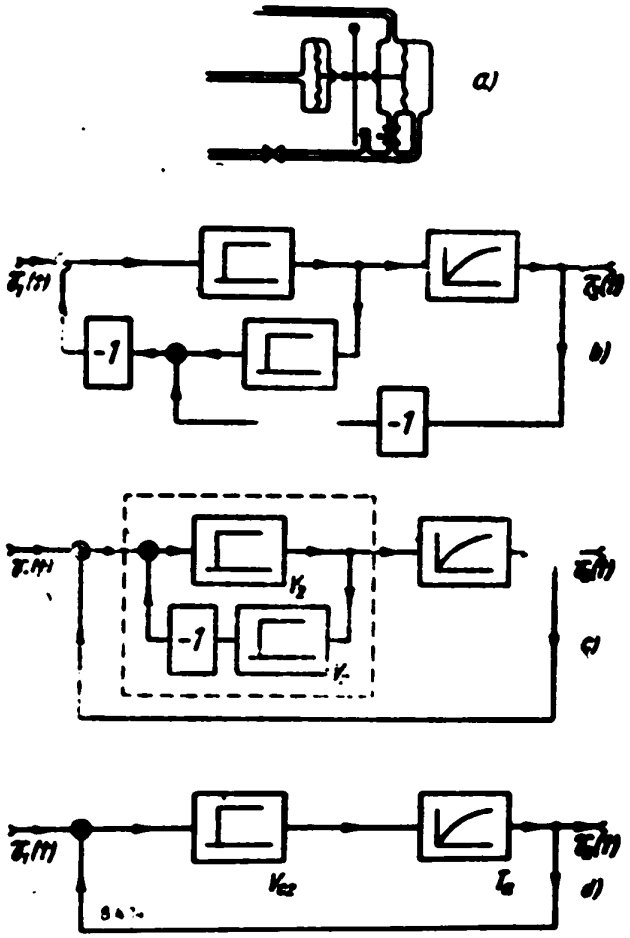


Bild 14. Pneumatischer Integrator
a gerätetechnischer Aufbau, *b, c, d* Blockschaltbilder

Für die Sprungübergangsfunktion gilt jetzt

$$\mathfrak{A}_2(t) = S_1 V_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right). \tag{2.7}$$

In Bild 13 sind die Sprungübergangsfunktionen des idealen Integrators und des Ersatzsystems [illegible] dargestellt. Ab einer gewissen Zeit t_0 weichen die ideale und die [illegible] voneinander ab. Wir

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] Zeit [illegible] nicht überschritten wird. Es gilt

$$t_{max} \leq \frac{\tau \varepsilon}{50}. \tag{2.8}$$

Für Zeiten $t \geq t_{max}$ können wir das Ersatzsystem als Ersatz für einen idealen Integrator benutzen. Damit ist der Zeitabschnitt $t = 0$ bis $t = t_{max}$ als Betriebsbereich für das Ersatzsystem definiert. Haben wir den Fehler ε entsprechend der Aufgabe gewählt, dann können wir für Zeiten $t \leq t_{max}$ das Ersatzsystem als ideales System betrachten, sind aber verpflichtet zu überwachen, daß der Betriebsbereich nie überschritten wird bzw. im Fall einer Überschreitung den dann auftretenden größeren Fehler und seine Folgen zu berücksichtigen.

Für die weiteren Ersatzsysteme nach Bild 13b und 14 gelten die gleichen Überlegungen und insbesondere auch Gl. (2.8). In Bild 14a ist die gerätetechnische Ausbildung eines pneumatischen Integrators gezeigt. Bild 14b, c und d zeigen die zugehörigen Blockschaltbilder, die zur Berechnung der Übertragungsfunktion dienen. Auch hier sind wir zur Berücksichtigung eines Betriebsbereiches mit vorgeschriebenen Fehlergrenzen gezwungen. Tafel 1 enthält die kennzeichnenden Funktionen für die drei angeführten Ersatzsysteme. Die in den Beispielen angeführten Ersatzsysteme unterliegen noch anderen Fehlerquellen, die hier jedoch übergangen werden sollen, da wir lediglich den Begriff des Ersatzsystems umreißen wollten und diese Fehler keinen Einfluß auf diese Begriffsbildung haben.

Tafel 1

Bild	Übertragungsfunktion	Zeitkonstante τ	Verstärkung
13a	$\mathfrak{A}(p) = \frac{V_1}{1 + \tau p}$	$\tau = RC$	V_1
13b	$\mathfrak{A}(p) = \frac{\frac{V}{(1-V)\frac{R}{R_1} + 1}}{1 + \frac{(1-V)\,RC}{(1-V)\frac{R}{R_1} + 1} p}$	$\tau = \frac{(1-V)\,RC}{(1-V)\frac{R}{R_1} + 1}$	$V_0 = \frac{V}{(1-V)\frac{R}{R_1} + 1}$
14	$\mathfrak{A}(p) = \frac{\frac{V_{02}}{1-V_{02}}}{1 + \frac{T_a}{1-V_{02}} p}$ $T_a = RC; \quad V_{02} < 1$	$\tau = \frac{T_a}{1-V_{02}}$	$V_0 = \frac{V_{02}}{1-V_{02}}$

In Bild 15 ist das Blockschaltbild einer Anordnung dargestellt, die als Ersatzsystem für einen PI-Regler anzusprechen ist.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Für die Übertragungsfunktion gilt hier

$$\mathfrak{A}_R(p)_{\mathrm{PI}}^{\mathrm{E}} = \frac{\dfrac{V_0}{(1 - V_0 V_2)\, T_b} + \dfrac{V_0}{1 - V_0 V_2}\, p}{\dfrac{1}{(1 - V_0 V_2)\, T_b} + p} \,. \tag{2.9}$$

und für die Sprungübergangsfunktion

$$\Xi_2(t) = S_1 \frac{V_0}{1 + V_0 V_2} e^{-\frac{t}{\tau}} + S_1 V_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \tag{2.10}$$

mit

$$\tau = (1 + V_0 V_2)\, T_b \,.$$

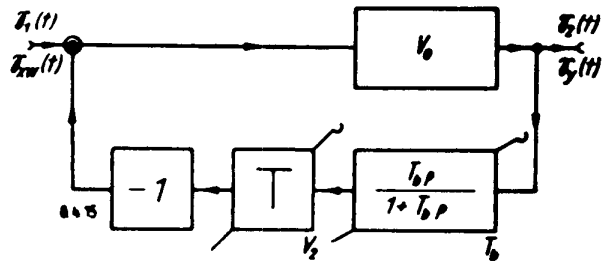


Bild 15. Blockschaltbild eines PI-Reglers, der als Ersatzsystem anzusprechen ist

In Bild 16 ist die Sprungübergangsfunktion dieses Systems schematisch dargestellt. Für Zeiten $0 < t < t_{\max}$ und einen kleinen Fehler ε können beide Terme in Gl. (2.10) durch Geraden angenähert werden. Dann können, wie in Bild 16 gezeigt, zwei Stellgeschwindigkeiten c_{01} und c_{02} definiert werden, aus denen die Stellgeschwindigkeit c_0 zusammenzusetzen ist.

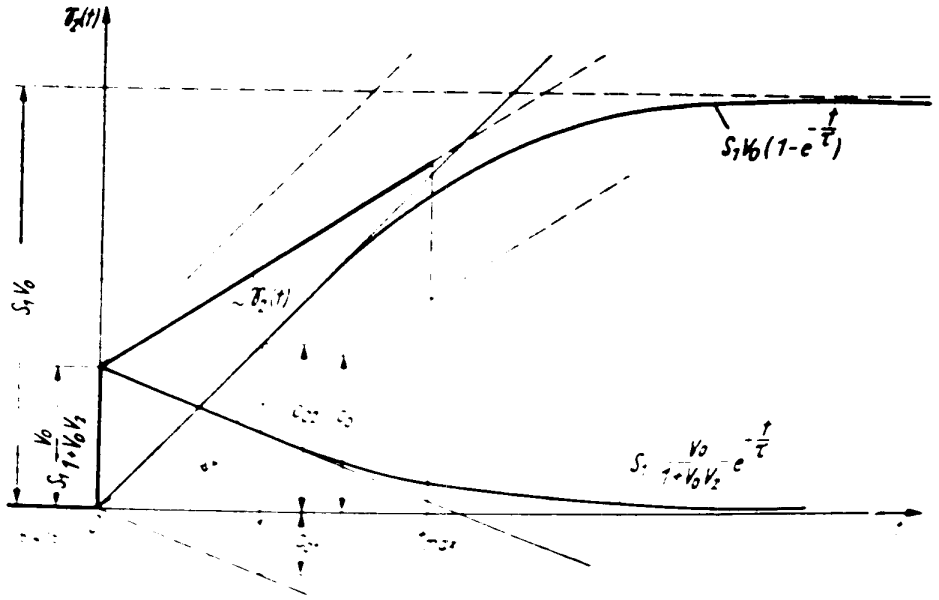


Bild 16. Sprungübergangsfunktion des Ersatzsystems eines PI-Reglers nach Bild 15

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Für $V_0 \to \infty$ erhalten wir die vereinfachte Übertragungsfunktion

$$G_{RPI} = \frac{1}{V_2 T_b p} + \frac{1}{V_2} + \frac{1}{V_R} \tag{2.11}$$

und daraus die Einstellwerte

$$V_2 = \frac{1}{V_R}; \qquad T_b = T_n. \tag{2.12}$$

Ist V_0 zwar endlich, aber $\gg 1$, z. B. $V_0 = 1000$fach, dann gilt, wenn wir für $V_R = 1 \cdots 10$ und für $\varepsilon = 1\,\%$ ansetzen,

$$t_{max} \leq 20\, T_b \cdots 2\, T_b. \tag{2.13}$$

Damit sind die Grenzen des Betriebsbereiches für das in Bild 15 gezeigte Ersatzsystem eines PI-Reglers umrissen.

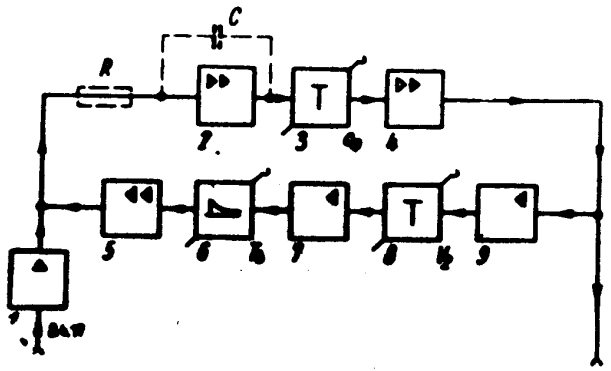


Bild 17. Blockschaltbild des Modells der Nachbildung eines PI-Reglers nach Bild 15

Das Modell eines Systems, hier eines Reglers, dient vorzugsweise zur Nachbildung der Systemeigenschaften in einem meist kleineren Zeitmaßstab.

Besonders hervorzuheben ist, daß das Modell gegenüber dem Original mit durchaus andersartigen technischen Mitteln verwirklicht sein kann. Zum Beispiel können alle pneumatischen und hydraulischen Systeme im Modell durch elektrische Systeme ersetzt werden und umgekehrt. Betrachten wir in unserem speziellen Fall die Hauptausführung, die Nachbildung oder das Ersatzsystem eines Reglers als das durch ein Modell nachzubildende Originalsystem, dann wird sich natürlich für jeden der drei Fälle ein spezielles Modell ergeben.

Im Modell einer Nachbildung haben z. B. die Einzelglieder die gleiche Anordnung, das gleiche Betriebsverhalten und die gleichen Einstellmöglichkeiten wie die Nachbildung selbst. Wir wollen also unter einem Modell nicht nur eine Anordnung zur Nachbildung des Betriebsverhaltens sehen, sondern auch gleichzeitig die Schaltung des Originalsystems mit in das Modell übernehmen.

Das Modell einer Ersatzschaltung weist natürlich neben der Übereinstimmung im Detail auch die Beschränkungen der Ersatzschaltung auf.

Das Modell der eben beschriebenen Nachbildung eines PI-Reglers können wir z. B. nach Bild 17 aufbauen. Dabei sind, da es sich um ein rückgekoppeltes System handelt, die in Bild 1 erklärten Gesichtspunkte zu berücksichtigen, die zum

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Prinzipschaltbild Bild 18 führen. Solch eine Anordnung hat aber den Nachteil, daß ein großer Baustein für lediglich einen Zweck ausgenutzt werden kann und wurde deshalb nach Möglichkeit vermieden. Zweckmäßiger ist es, den PI-Regler aus den Bausteinen I-Regler nach Bild 8a und einem Vorhalteglied nach Bild 8c zusammenzuschalten, wie in Bild 19 gezeigt.

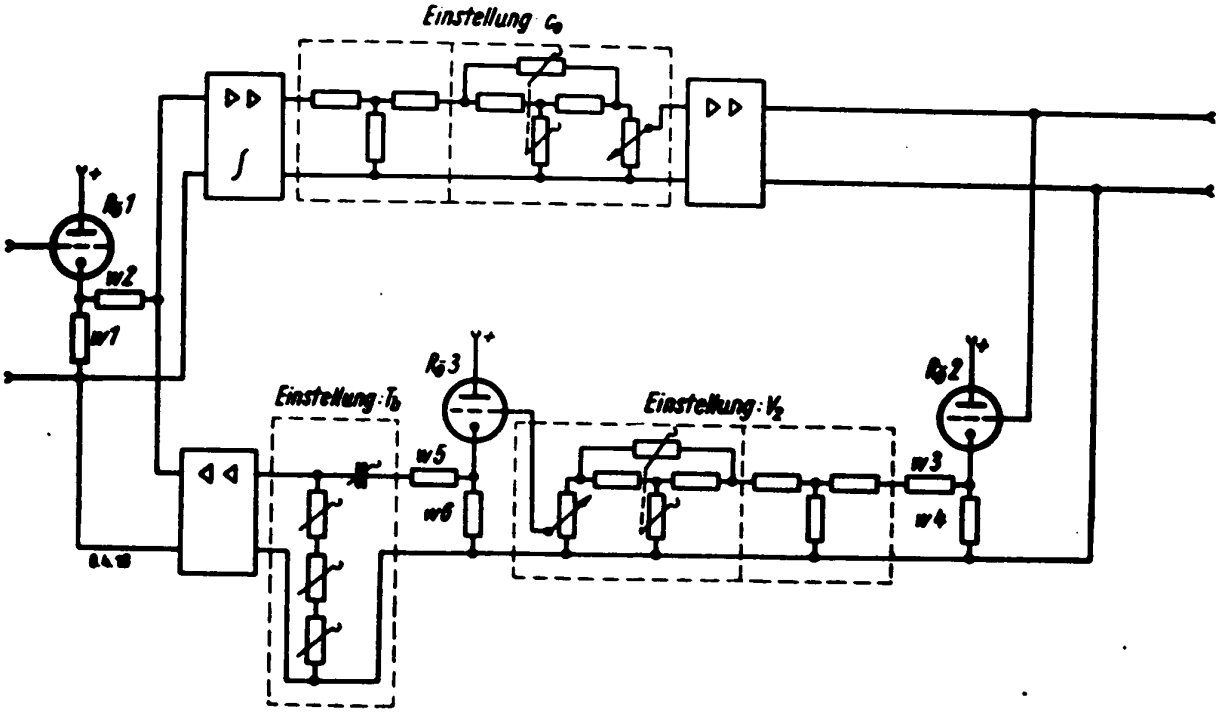


Bild 18. Prinzipschaltbild zu Bild 17

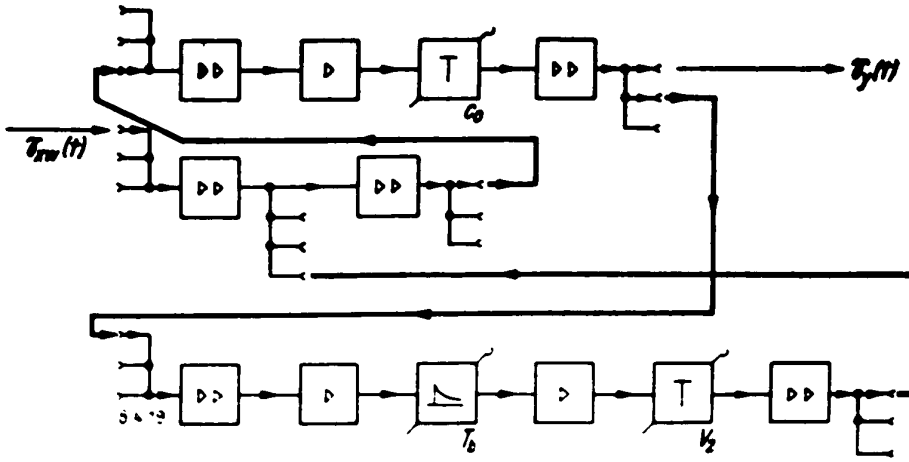


Bild 19. Blockschaltbild des Modells der Nachbildung eines PI-Reglers nach Bild 10, bestehend aus den Reglerbausteinen nach Bild 8

Die stark ausgezogenen Verbindungslinien stellen bewegliche Verbindungsschnüre dar, mit denen die Bausteine zum Schaltbild des Modellreglers verbunden werden

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

12. Universalmodellregler

Benutzt man bei Untersuchungen, die lediglich einen schnellen Überblick über die vorhandenen Möglichkeiten einer Regelung geben sollen, verschiedene Reglertypen, dann ist das dauernde Umschalten der Reglerbausteine zu umständlich. Es wurde deshalb ein universeller Modellregler gebaut, der auf P-, I-, PI-, PD- und PID-Verhalten umschaltbar ist. Die verwendeten Anordnungen sind in den Blockschaltbildern von Bild 20 dargestellt. Dort sind auch die für die Einstellungen der einzelnen Reglertypen geltenden Beziehungen angegeben, und zwar einmal für $V_0 \to \infty$ und zum anderen für endliches V_0. Die Verstärkung V_0 ist so groß gewählt worden, daß der Fehler der Kennwerte der Reglertypen bei der Einstellung $V_0 = V_{0max}$ kleiner als 2 % ist. Bei dieser Einstellung können also die einzelnen Modellregler als ideale Regler aufgefaßt werden.

Ein entsprechendes Gerät für langsame Vorgänge besitzt die gleichen Eigenschaften und wird zur Unterscheidung

13. Meßregler

genannt. Dieser Meßregler ist ursprünglich nur für die Überprüfung des Zusammenarbeitens von Modellregelstrecken und Reglern entworfen worden. Wegen seiner guten Eigenschaften und seiner großen Kennwertbereiche ($V_R = 1 \cdots 10$; $T_v = 0{,}1 \cdots 8$ min; $T_n = 0{,}1 \cdots 30$ min) dürfte er nach Zwischenschaltung von pneumoelektrischen Meßwertwandlern und elektropneumatischen Regelbefehlswandlern auch für die Verfahrenstechnik unmittelbar von Bedeutung sein.

14. Störungsverhalten und Führungsverhalten

Zur Störung und/oder Führung des Modellregelkreises stehen als Ursache folgende Zeitfunktionen zur Verfügung: Sprung, Impuls, Zweiimpuls, Doppelimpuls, Anstiegsfunktion, Parabeln höherer Ordnung, Sinusfunktion, Verteilungskurve, Programmfunktion und statistische Funktion. Alle diese Zeitfunktionen besitzen wahlweise unstetige oder vollstetige Übergänge und sind in ihren charakteristischen Werten veränderbar.

In Anlehnung an die Praxis ist dafür Sorge getragen, daß die Störfunktionen dem Modell eines Regelkreises an beliebigen Stellen zugeführt werden können. Dadurch ist es möglich, den Einfluß des Störortes auf den Ablauf des Regelvorgangs zu verfolgen.

15. Meßgeräte

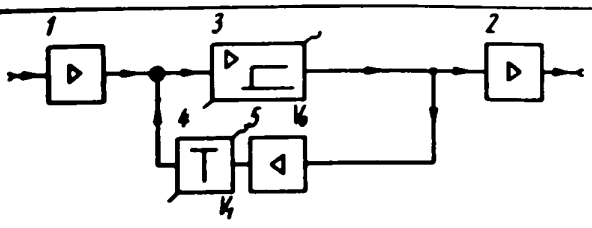
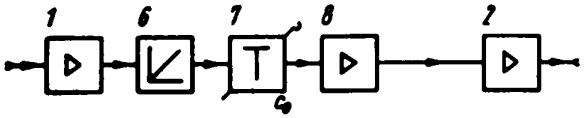
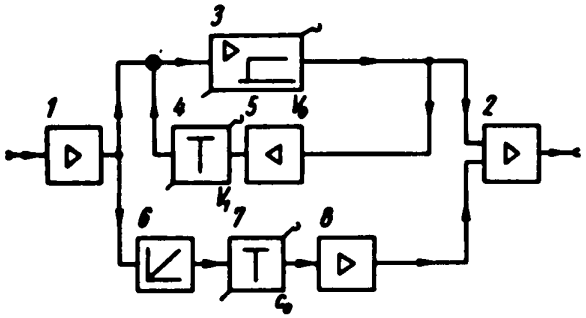
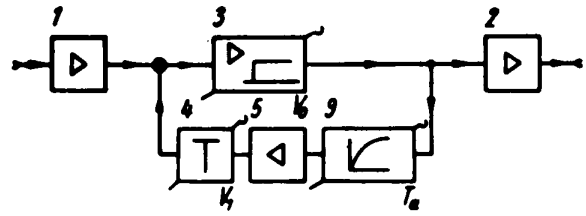
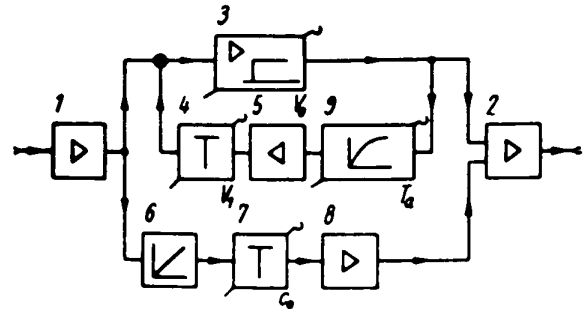
zur Aufzeichnung des Regelvorgangs in Form der Übergangsfunktion und zur Bestimmung der Ortskurve sind vorgesehen. Bei der Erledigung von Optimierungsaufgaben hilft eine Einrichtung zur Messung des linearen bzw. quadratischen Regelfehlers.

16. Zusammenfassung

Der beschriebene elektrische Modellregelkreis ist zur Analyse und Synthese von Regelvorgängen und zur Erledigung von verwandten Aufgaben geeignet. Insbesondere kann dieser Modellregelkreis auch zur Analyse und Synthese von Reglergeräten verwendet werden. Für die Praxis der Regelungstechnik gewinnen Modelle der vorgeschlagenen Art dadurch an Bedeutung, daß unter Zwischenschaltung

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Blockschaltbild		Einstellwerte	
	P	$K_1 = \frac{1}{K_R}$	$K_1 = \frac{1}{K_R} - \frac{1}{K_6}$
	I	c_0	c_0
	PI	$K_1 = \frac{1}{K_R}$ $c_0 = \frac{K_R}{T_n}$	$K_1 = \frac{1}{K_R} - \frac{1}{K_6}$ $c_0 = \frac{K_R}{T_n}$
	PD	$K_1 = \frac{1}{K_R}$ $T_a = T_v$	$K_1 = \frac{1}{K_R}(1-\alpha) \sim \frac{1}{K_R}\Big\rfloor_{\alpha \ll 1}$ $T_a = T_v$ $K_6 = \frac{K_R}{\alpha}$ $T_v = \alpha T_v$, α gewählt
	PID	$K_1 = \frac{1}{K_R}$ $T_a = T_v$ $c_0 = \frac{K_R}{T_n}$	$K_1 = \frac{1-\alpha}{K_R(1-\alpha\beta)} \sim \frac{1}{K_R}\Big\rfloor_{\alpha \ll 1}$ $T_a = T_v$ $K_6 = \frac{K_R}{\alpha}$ $c_0 = \frac{K_R}{T_n}$ $T_1 = \alpha T_v$, $T_v = \beta T_n$, α so
		$K_0 = \infty$	K_0 endlich

8120

Bild 20. Blockschaltbild und Einstellwerte des Universalmodellreglers

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

eines Zeitraffers am Eingang und eines Zeichners am Ausgang eines Modellreglers auch der Regelvorgang im Zusammenarbeiten mit einer Regelstrecke, die selbst im Zeitmaßstab 1:1 arbeitet, untersucht werden kann. In gleicher Weise ist auch die Untersuchung einer vorliegenden Reglerkonstruktion in Verbindung mit einem Streckenmodell möglich. Aus dem letzteren Verfahren können Anordnungen zur objektiven Prüfung von Reglern abgeleitet werden.

Diskussion

Es wurde für zweckmäßig erachtet, Langlebensdauerröhren zu verwenden. Da diese z. Z. nicht erhältlich sind, wurde eine Ausweichlösung getroffen, die aber durch geringfügige Änderungen eine Umstellung auf andere Röhren ermöglicht.

Gefragt wurde nach den Grenzen der Zeitraffung. Nach Ansicht des Referenten soll die Zeitraffung so ausgelegt sein, daß der gesuchte Regelvorgang in Zeiten (0,1 ms) $1\,\text{ms} < t < 10\,\text{s}$ abläuft. Die obere Grenze ist dabei mit Rücksicht auf die meist gleichzeitig erforderliche Aufnahme der Ortskurve gewählt worden. Für jeden Punkt der Ortskurve muß man ja das Abklingen des Einschwingvorganges abwarten, wodurch sich Modellzeiten $t > 10\,\text{s}$ sehr unangenehm bemerkbar machen. Die gleichen Überlegungen gelten auch dann, wenn die Ortskurve nach der Gleitfrequenzmethode aufgenommen wird. Eine Herabsetzung der unteren Zeitgrenze bedingt einen sehr viel größeren Aufwand, besonders hinsichtlich der Auslegung der Verstärker und der Verkabelung der Anlage.

Es wurde vorgeschlagen, den Bereich der Zeitkonstanten und der Totzeiten zu vergrößern. Dies liegt im Bereich der Möglichkeit, wurde aber für die augenblickliche Lage der Entwicklung nicht als vordringlich angesehen. Der absolute Einstellbereich ist relativ unwesentlich. Wichtig ist dagegen, daß das Verhältnis Totzeit zu Übergangszeit in ausreichendem Maße einstellbar ist. Totzeitmodell und Vorgangsmodell sind z. Z. so ausgelegt, daß $T_s/T_t = 0{,}01 \cdots 100$ einstellbar ist, und zwar unabhängig von der Ordnung des Vorganges. Vgl. dazu Bild 6, wo, um noch deutlich genug zu sein, $T_s/T_t = 0{,}1$ bzw. 10 dargestellt ist.

Literatur

[1] *Sartorius, H.:* Das Optimierungsproblem in der Regelungstechnik, Regelungstechnik 1 (1953) S. 74.

[2] *Sartorius, H.:* Angepaßte Regelsysteme, Regelungstechnik 2 (1954) S. 165.

[3] *Ziegler, J. G.*, und *N. B. Nichols:* Trans. ASME 64 (1942) S. 759.

[4] *Oppelt, W.:* Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge, Chemie Weinheim 1954, dort S. 295 bis 298.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

8.3 Elektronisch-optische Höhenmeßeinrichtung für Planiergeräte

Ing. *W. Rosenberg*, Leipzig

1. Einleitung

Im VEB Funkwerk Leipzig-Plagwitz wurde in den Jahren 1952 bis 1954 ein Verfahren entwickelt, mit dem es möglich ist, auf einem fahrbaren Bodenbearbeitungsgerät (z. B. Bagger, Absetzer, Planierpflug od. dgl.) Höhenabweichungen gegenüber einem Normalpunkt anzuzeigen, die das Gerät durchfährt. Die Anregung hierzu kam von seiten des ZKB für Braunkohlentagebau-Großgeräte Leipzig. Zunächst war man interessiert an einer Höhenanzeige-Einrichtung für einen Absetzer, um die mit dem Gerät außer den anderen Arbeitsgängen durchgeführten Planierarbeiten danach auszurichten. Ein Absetzer hat die Aufgabe, mit dem Abraum die Grube wieder aufzufüllen. Das Erdreich wird von der anderen Seite des Tagebaues, wo die Kohle freigelegt wird, angefahren und durch eine Eimerkette vom Absetzer aufgenommen. Über ein Förderband gelangt der Abraum dann auf die Kippe. An einem weiteren Ausleger hängt an Seilen in vertikaler Richtung beweglich eine Planierleiter, mit der das aufgeschüttete Gelände planiert wird. Der Absetzer fährt auf Eisenbahngleisen. Bisher wurde beim Planieren so vorgegangen, daß einzelne Höhenmarken mit dem üblichen Vermessungsverfahren eingemessen wurden und danach das Planum erstellt.

Die Länge der zu planierenden Strecke beträgt bis zu 2 km, und man forderte eine Meßgenauigkeit von $\pm$ 20 cm innerhalb eines Höhenbereiches von rd. 3 m, d. h. die vorkommenden Höhenabweichungen von einer Ebene liegen im Bereiche von 3 m.

Das Hauptproblem vorstehender Aufgabe stellt die Übertragung der vorgegebenen Normalhöhe auf den Absetzer dar, die laufend zu erfolgen hat. Die einzige aus der Vermessungstechnik bekannte kontinuierliche Höhenmessung ist die barometrische, die jedoch eine völlig ungenügende Genauigkeit liefert.

Prinzipiell sind zwei Lösungswege möglich; man kann einmal von einem festen Punkt aus das Gerät betrachten, z. B. einen auf dem Bagger befindlichen Scheinwerfer durch ein Fernrohr. Eine Höhenveränderung des Absetzers würde dann einer Bildwanderung im Fernrohr entsprechen, die man auswerten kann. Nachteilig ist hier die Rückmeldung des am Fernrohr entstehenden Meßwerts auf den Absetzer, die eine Funkverbindung erfordert. Weiterhin kann man entlang der Fahrstrecke einen Richtstrahl vorgeben, an dem man die Höhenabweichungen durch eine Abtastvorrichtung am Absetzer abnehmen kann. Letzteres erfordert einen scharfgebündelten Strahl, was mit Dezimeterwellen kaum zu erreichen ist. Darüber hinaus tritt bei diesen Wellenlängen in Bodennähe eine zu große Krummung des Strahles auf, und es müßte zu noch kürzeren Wellenlängen, zum Licht übergegangen werden. Auf dem letztgenannten Grundprinzip fußt das von uns entwickelte Verfahren.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

2. Prinzip des Verfahrens

Am Anfang der zu planierenden Strecke wird ein Scheinwerfer aufgestellt, der in Fahrtrichtung des Planiergerätes einen scharfgebündelten Lichtstrahl aussendet (Bild 1). Das Licht des Scheinwerfers ist moduliert und erhält somit ein Charakteristikum gegenüber anderem Licht. Der Strahl wird eingemessen und stellt eine Parallele zu der zu planierenden Ebene dar. Durchfährt das Gerät Höhenunterschiede, so machen sich diese durch Verändern der senkrechten Entfernung eines Punktes am Gerät vom Strahl bemerkbar. Diese Veränderungen werden durch Ausnutzung des Intensitätsverlaufes des Scheinwerferstrahles ermittelt.

In Bild 1 ist der Verlauf des Lichtstromes Φ in Abhängigkeit von der Höhenänderung h aufgetragen. Φ ist in Strahlmitte ($h = 0$) ein Maximum und nimmt nach beiden Seiten hin nach Null ab. Werden nun zwei Fotozellen in festem Abstand entsprechend der Darstellung am Gerät angeordnet, so erhalten diese gleichen Lichtstrom, wenn beide Zellen symmetrisch im Strahl stehen; der Spannungsabfall an beiden Zellen ist somit gleich. Sind die Spannungen gleichsinnig ge-

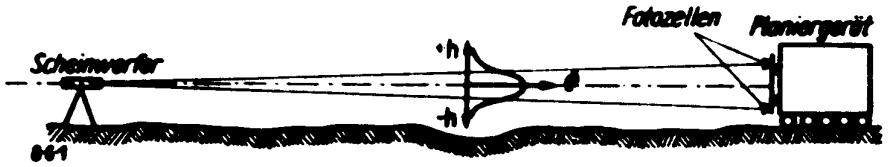


Bild 1

schaltet und man bildet die Differenz, so ergibt sich hierfür der Wert Null. Bei unsymmetrischer Stellung der Fotozellen im Strahl erhält die eine Zelle mehr, die andere Zelle weniger Licht. Die Differenzspannung der Zelle ist also ungleich Null. Ordnet man nun durch eine geeignete Schaltung einer Auswanderung der Zellen nach oben ($+ h$) eine positive und nach unten ($- h$) eine negative Differenzspannung zu, so hat man zunächst eine qualitative Aussage über die Höhenabweichung des Gerätes, wenn die Zellen hier fest angebracht sind. Die Differenzspannung läßt sich durch ein Instrument anzeigen, und man kann Höhenabweichungen von der vorgegebenen Geraden (Scheinwerferstrahl) richtungsabhängig erkennen.

Will man quantitative Aussagen über die Höhenabweichung haben, so muß man diese einfachste Form des Verfahrens erweitern. Die Fotozellen werden auf einem vertikal beweglichen Wagen angebracht (Bild 1). Die Wagenverschiebung erfolgt durch Motorantrieb. Wird die anfallende Differenzspannung nun über einen Verstärker zur Speisung des Motors benutzt, so wird bei entsprechender Polung der Wagen immer in die symmetrische Stellung (Differenzspannung entspricht Motorspannung = 0) zurücklaufen, falls das Gerät eine Höhenveränderung erfährt.

Es wird also für einen außenstehenden Beobachter der Fotozellenwagen immer symmetrisch im Strahl haften. Für einen auf dem Gerät stehenden Beobachter durchfährt der Fotozellenwagen die Höhenabweichungen, die das Gerät macht. Wird also z. B. eine Senke von 40 cm durchfahren, so wird der Wagen 40 cm nach oben laufen. Bringt man an der Laufstrecke des Wagens eine Meßstrecke

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

an, so kann jederzeit die Höhenabweichung vom Normalpunkt abgelesen werden, oder man kann diesen Meßwert durch einen Drehmelder auf den Führerstand übertragen.

8. Beschreibung einer Versuchsanlage

Nach vorstehendem Prinzip wurde eine Versuchsanlage aufgebaut und diese an einem Absetzer im Braunkohlentagebau Witznitz bei Borna erprobt. Es war eine Reichweite von 2 km gefordert. Wie die Messungen zu den Voruntersuchungen zeigten, war zunächst mit den zur Verfügung stehenden Mitteln keine größere Reichweite als rd. 600 m zu erwarten. Es wurde deshalb wie folgt verfahren:

Der Scheinwerfer wurde als bewegliche Zwischenstation ausgebildet (Bild 2), die auf dem Gleis des Absetzers verschoben werden kann. In der optischen Achse ist in entgegengesetzter Richtung ein Nivellierrohr angebracht. So ist es möglich, den Scheinwerfer zu versetzen und ihn auf den Normalpunkt einzumessen. Um Höhenunterschiede ausgleichen zu können, ist das Oberteil zum Unterteil der

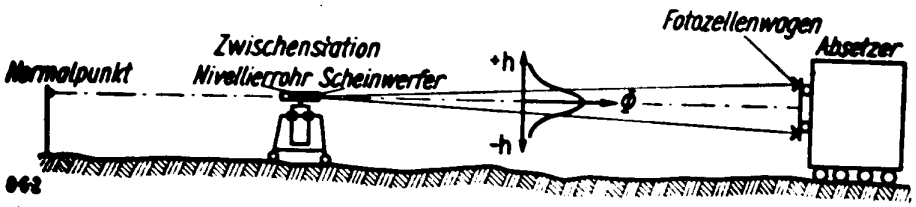


Bild 2

Zwischenstation verschiebbar angeordnet. Es kann so die gesamte Strecke in mehrere Arbeitsbereiche unterteilt werden.

Diese Unterteilung ist schon von der Arbeitsweise des Absetzers her gegeben. Er durchfährt die gesamte Strecke nicht in einem Zuge, sondern arbeitet auf einer Strecke von rd. 300 m etwa 8 Tage. In dieser Anordnung ist es auch möglich, den Scheinwerfer nicht nur mittels Libellen waagerecht zu stellen, sondern bei Anbau einer Winkelmeßeinrichtung den Scheinwerfer um einen bestimmten Winkel zu kippen und eine schiefe Ebene zu planieren. Von dieser Möglichkeit wurde beim Bau der Anlage Gebrauch gemacht.

Aus konstruktiven Gründen war es nicht möglich, die Fotozellenmeßeinrichtung auf das Planierorgan, die Planierleiter zu setzen. Es mußte deshalb von der erweiterten Form des Verfahrens Gebrauch gemacht werden und zunächst mit Hilfe des Fotozellenwagens die Höhenabweichung des Absetzers ermittelt werden. Mit einer mechanisch-elektrischen Höhenabnahmevorrichtung wird dann die veränderliche Höhe der Planierleiter zum Absetzer ausgemessen. Beide Meßwerte werden auf einer Skala durch je einen Zeiger angezeigt, und zwar bedeutet eine Rechtsbewegung des ersten Zeigers ein Senken des Absetzers (zu tief stehen) und eine Rechtsdrehung des zweiten Zeigers ein Heben der Planierleiter. Steht also der Absetzer z. B. 40 cm zu tief, so steht der entsprechende Zeiger auf 40 cm rechts vom Nullpunkt. Die Planierleiter muß dann, um das Planum zu erreichen, um 40 cm gehoben werden, d. h. der zweite Zeiger steht ebenfalls auf 40 cm rechts vom Nullpunkt. Allgemein wird die Planierleiter immer dann in Höhe des vorgegebenen Planums stehen, wenn sich beide Zeiger decken.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

4. Aufbau der Anlage

Als Normalpunkt wurde am Anfang der Strecke ein Fixpunkt eingemessen, der der vorgegebenen Planumshöhe entspricht. Die Zwischenstation ist in Stahlkonstruktion ausgeführt und trägt den oben aufgesetzten Scheinwerfer, der aus- und eingefahren werden kann (Bild 3). Auf dem unteren Plateau stehen die Kabeltrommeln für das Anschlußkabel und das Stromversorgungsgerät für die Lichtquelle. Die Scheinwerferoptik besteht aus einer Plankonvexlinse, die die Bündelung bewirkt, und einer vorgesetzten plankonkaven Zylinderlinse, die den scharfgebündelten Strahl in horizontaler Richtung streut, so daß eine fächerartige Form des Strahles entsteht (in 600 m Entfernung Strahlquerschnitt

Bild 3. Zwischenstation

rd. 2×30 m). Letzteres ist erforderlich, um eine gewisse Arbeitsfläche zu haben und ein seitliches Auswandern des Absetzers aus dem Lichtstrahl zu vermeiden. Als Lichtquelle wurde die Quecksilber-Höchstdruckdampflampe HBO 200 verwendet, die eine sehr hohe Leuchtdichte besitzt. Die Lampe wird über einen Umformer mit 500 Hz Wechselspannung gespeist und damit eine 100 %ige Lichtmodulation von 1000 Hz erreicht. Scheinwerfer und Nivellierrohr sind gemeinsam in Richtung der optischen Achse kippbar, eine Winkelmeßeinrichtung ermöglicht die Einstellung eines definierten Winkels. Das Ganze ist drehbar auf einem Dreibein angeordnet und kann mit Stellschrauben nach Libellen waagerecht gestellt werden.

Mit diesem Scheinwerfer und der verwendeten Fotozelle TRMA/GKE der Firma Preßler, Leipzig, wurden die in Bild 4 gezeigten Lichtkurven gemessen. h stellt die vertikale Entfernung von der optischen Achse dar und U ist die an der Foto-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

zelle anfallende Wechselspannung bei 100 kΩ Arbeitswiderstand, Parameter l ist die Entfernung vom Scheinwerfer. Die Kurven folgen angenähert der Funktion

$$U = U_{max} \cdot e^{-bh^2}$$

und somit wird der Strahl einer rechnerischen Behandlung zugängig. U_{max}, die maximale Spannung, nimmt mit zunehmender Entfernung hyperbolisch ab. Für

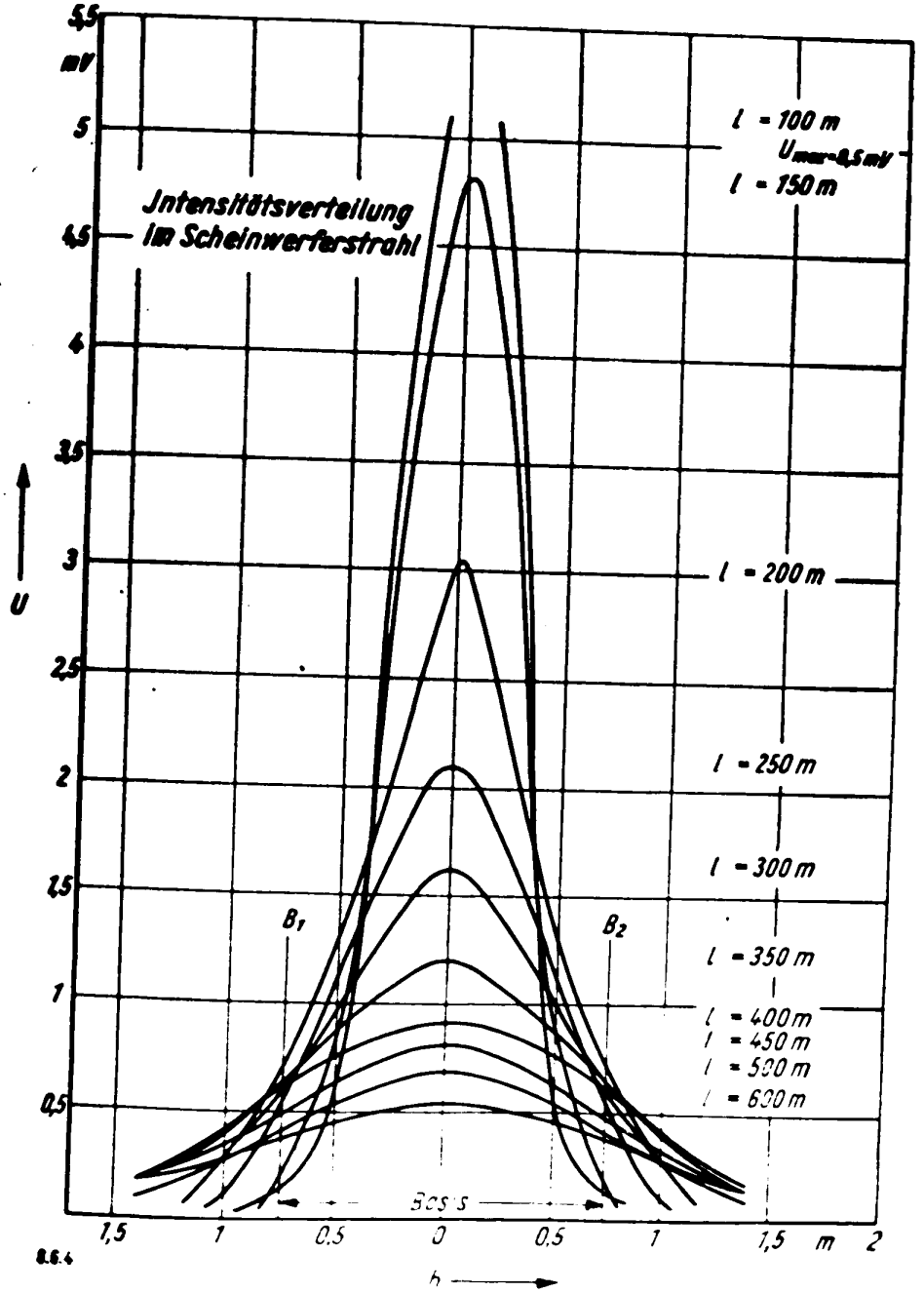


Bild 4. Intensitätsverteilung im Scheinwerferstrahl

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[illegible] Kurve [illegible] Kurve [illegible]. Die Meßgenauigkeit der Anordnung hängt von der Steilheit der Kurve ab. Die maximale Steilheit liegt bei rd. $0{,}6\,U_{max}$. Für die ungünstige Kurve l = 600 m liegt dieser Punkt bei b = 0,75 m, und die Basis, d. h. der Abstand der Fotozellen, wird damit zweckmäßig gleich der eingezeichneten Entfernung, was weiterhin den Vorteil hat, daß das auf die Fotozelle fallende Licht in verschiedenen Entfernungen l relativ wenig unterschiedlich ist. b ist ein Maß für die Bündelung des Strahles. Mit wachsendem b werden die Kurven immer schlanker. Wie die Rechnung zeigt, hängt die Meßgenauigkeit nur von b ab, nicht aber von U_{max}, d. h. der Helligkeit der Kurve. Letztere spielt erst dann eine Rolle, wenn sie so weit absinkt, daß die Größenordnung des Störpegels erreicht ist. b und damit die Meßgenauigkeit nimmt mit zunehmender Entfernung l ab.

Am Absetzer befindet sich der Fotozellenwagen mit Steuereinrichtung und Anzeigegerät. Eine Differenzbildung mit zwei Fotozellen ist praktisch kaum möglich,

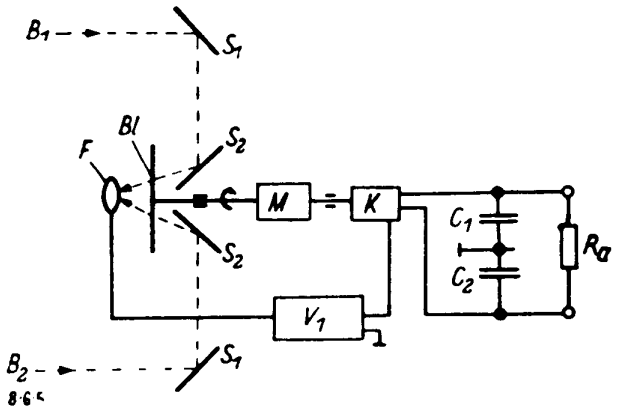


Bild 5

da die Zellen Schwankungen in ihrer Empfindlichkeit aufweisen. Es wird deshalb mit einer Zelle gearbeitet, die abwechselnd auf den Meßpunkt B_1 und B_2 (Bild 4) geschaltet wird. Bild 5 zeigt die Anordnung. Zwei Spiegel S_1 sind im Abstand der Basis so angeordnet, daß das einfallende Licht über zwei weitere Spiegel S_2 auf eine Fotozelle F fällt. Eine Blende Bl wird durch den Motor M angetrieben und schaltet optisch abwechselnd den einen oder anderen Lichtweg auf die Fotozelle. Auf gleicher Achse sitzt ein Kollektor, der synchron den Verstärkerausgang abwechselnd an C_1 und C_2 schaltet. Damit liegt an C_1 bzw. C_2 die B_1 bzw. B_2 entsprechende Spannung und man kann über R_a die Differenzspannung abnehmen. Diese Anordnung hat weiterhin den Vorteil, daß eine besondere Stabilisierung des Verstärkers nicht erforderlich ist. Der Verstärker ist selektiv für 1000 Hz ausgelegt und besitzt eine Empfindlichkeit von 50 μV bei einer Ausgangsspannung von 10 V an 1 kΩ. Das Blockschaltbild der Anlage zeigt Bild 6. Die Differenzspannung wird dem Verstärker *2* zugeführt, der den Antriebsmotor für den Fotozellenwagen speist. Für den Anlauf des Motors ist eine bestimmte Spannung erforderlich, was zur Folge hat, daß der Wagen nicht exakt in Strahlmitte läuft, denn hier ist die Differenzspannung gleich Null. Für einen bestimmten Betrag der Höhenänderung wird der Wagen nicht nachlaufen, dieser Betrag stellt die Laufgenauigkeit des Wagens dar. Auf der Achse des Antriebsmotors (Bild 6) ist

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

der Drehmeldergeber angebracht, der zugeordnete Empfänger befindet sich im Anzeigegerät, das am Führerstand angeordnet ist. Auf gleicher Skala läuft der zweite Zeiger, der die Höhe der Planierleiter anzeigt. Der Fotozellenwagen bewegt

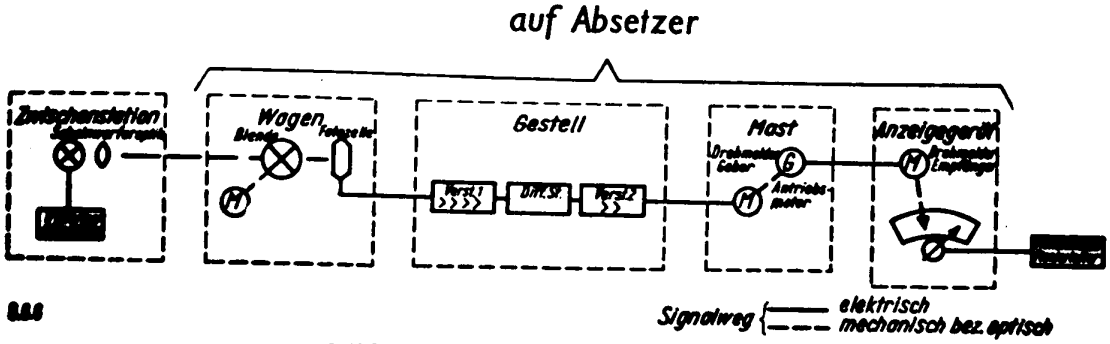


Bild 6. Blockschaltbild der Anlage

sich auf einer Laufbahn, die als Gittermast ausgebildet ist (Bild 7). Der Wagen ist mit einem staubdichten Gehäuse versehen, um eine Verschmutzung des Spiegels zu vermeiden. Die auf die Öffnungen aufgesetzten Trichter sollen starken Einfall

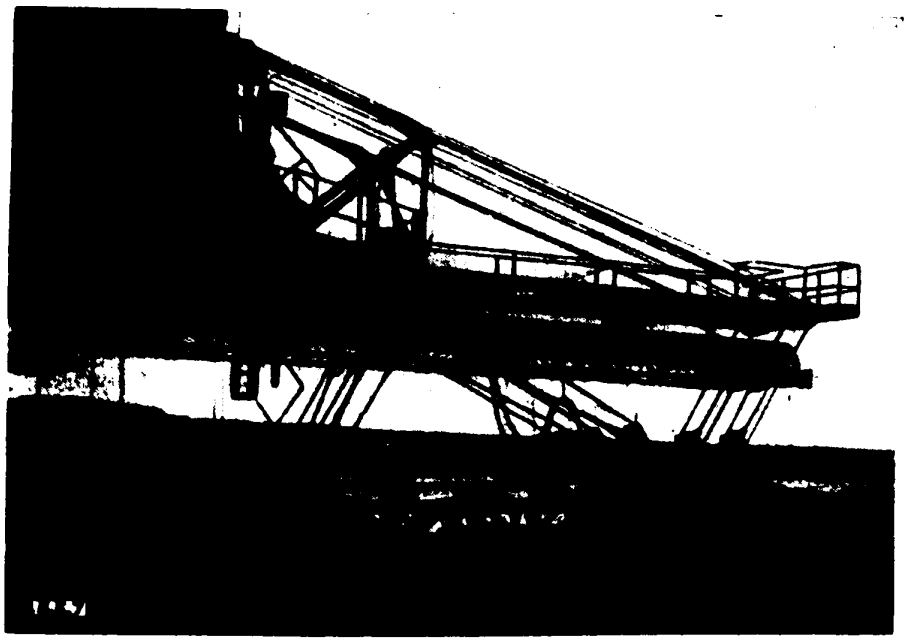


Bild 7. Planierleiter und Fotozellenmeßeinrichtung am Absetzer

von Sonnenlicht vermeiden, was eine Herabsetzung der Rauschspannung der Fotozelle bringt. Oben auf dem Mast befindet sich der Drehgeber und der Antriebsmotor, der über eine Kette den Wagen auf- und abbewegt. Am linken Ende der Planierleiter ist die mechanisch-elektrische Höhenmeßeinrichtung angebracht. Eine Art Schere betätigt [illegible] Widerstandsgeber, der den mechanischen Meßwert in einen elektrischen [illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

25X1

5. Meßergebnisse

Der Meßfehler der Anlage setzt sich aus verschiedenen Komponenten zusammen. Den größten Anteil bringt die schon erwähnte Laufungenauigkeit des Fotozellenwagens. Diese nimmt mit wachsendem l zu und erreichte bei unserer Versuchsanlage in 600 m Entfernung $\pm$ 6 cm. Die Laufgenauigkeit erreicht bei rd. 150 m Entfernung ein Maximum und wird nach kürzeren Entfernungen hin wieder schlechter, da die Meßpunkte B_1 und B_2 (s. Bild 4) bei 100 m bereits in den Randstrahlen des Lichtkegels liegen. Die Laufgenauigkeit läßt sich nach den gewonnenen Erkenntnissen mit der Versuchsanlage noch erhöhen, und zwar einmal durch günstigere Dimensionierung des Verstärkers 2 (Erhöhung der Anlaufempfindlichkeit der Motorsteuerung) sowie durch Verbesserung der Optik des Scheinwerfers (Erhöhung der Bündelung).

Weitere Meßfehler entstehen durch die Unsymmetrie der beiden Äste der Lichtkurven, die Ungenauigkeit der Einstellung des Scheinwerfers selbst, die durch Fehler der Libellen und des Nivellierrohres gegeben sind sowie durch Fehler der Drehgeber und der Planierleiter-Höhenmeßeinrichtung. Die mit der Versuchsanlage erreichte Meßgenauigkeit ist in einer Entfernung $l = 1$ km noch kleiner als die geforderte von $\pm$ 20 cm. Unberücksichtigt ist dabei jedoch die Erdkrümmung. Der Abstand der Erdtangente von der Erdoberfläche beträgt in 1 km Entfernung angenähert 7 cm (in 2 km rd. 30 cm). Eine Vergrößerung der Reichweite hat deshalb zur Folge, daß der Strahl dann nicht auf die Tangente, sondern auf die Sekante eingestellt werden muß.

6. Zusammenfassung

Die beschriebene Einrichtung ermöglicht Messung der Höhenabweichungen, die ein Planiergerät gegenüber einer waagerechten oder schiefen Ebene durchfährt. Eine Versuchsanlage, die an einem Absetzer im Braunkohlentagebau angebracht wurde, arbeitet befriedigend bis zu einer Entfernung von 1 km. Das der Einrichtung zugrunde liegende Verfahren stellt auf dem Gebiet der Vermessungstechnik eine Neuerung dar. Die Anwendung wurde am Beispiel des Absetzers gezeigt. Zweifellos bleibt sie hierauf nicht beschränkt, und eine derartige Anlage wird sich überall dort lohnen, wo Großgeräte Erdarbeiten, im besonderen Planierarbeiten, durchführen, z. B. auf fast allen Geräten im Braunkohlenbergbau, bei der Erstellung von Dämmen oder im Kanalbau, allgemein bei Großbauten, wie sie z. B. in der Sowjetunion durchgeführt werden.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

3.2 Mechanisierung und Automatisierung der Fernsehbildröhrenfertigung

Ing. *Rothenburg*, Berlin

Die Regierung der Deutschen Demokratischen Republik widmet der Weiterentwicklung des Fernsehens größte Aufmerksamkeit. Die sehr erheblichen Investitionen beim Bau des Fernsehzentrums in Berlin-Adlershof, der sich ständig erweiternde Ausbau des Fernsehsendernetzes und die Förderung des Empfängerbaus legen hiervon Zeugnis ab. Obgleich wir uns noch im Anlauf befinden, so kann doch schon heute gesagt werden, daß dem Fernsehen ein gleicher Siegeslauf beschieden sein wird, wie er vor etwa 30 Jahren dem eben aufkommenden Rundfunk prophezeit wurde.

Freilich benötigt das Fernsehen einen erheblich höheren technischen Aufwand als der Rundfunk, und so wird es im Interesse der Preisfrage notwendig sein, sowohl bei der Herstellung der Einzelteile als auch der Geräte eine bis ins letzte ausgebaute Serienfabrikation anzuwenden. Der Röhrenaufwand eines Fernsehempfängers liegt im Durchschnitt bei 20 Stück je Gerät, und er übersteigt damit den Bedarf eines Rundfunkempfängers erheblich.

Eine besondere Stellung nimmt hierbei die Bildröhre ein, die wegen ihrer Größe, ihres komplizierten Herstellungsprozesses, das Fernsehgerät erheblich verteuert. Hier muß also besonderes Augenmerk gelegt werden auf eine rationelle Serienfertigung, um das Fernsehgerät im Endzustand zu einem Massenartikel für die werktätige Bevölkerung werden zu lassen.

In den folgenden Ausführungen soll ein Überblick gegeben werden über die Technik der Fernsehbildröhre und vor allen Dingen über die Möglichkeiten einer weitgehenden Mechanisierung der Fertigung von Fernsehbildröhren. Bevor die Fertigung von Bildröhren geschildert wird, sollen noch einige kurze Hinweise über den Aufbau einer Bildröhre gegeben werden.

Die Bildwiedergaberöhre unterscheidet sich in ihrem Aufbau und ihrer Wirkungsweise nicht grundsätzlich von den bekannten Oszillographenröhren. Sie besteht grob betrachtet aus zwei Baugruppen, nämlich aus dem Kolben mit dem Leuchtschirm und dem in den Kolbenhals vakuumdicht angeschmolzenen elektronenoptischen System mit Elektronenerzeuger (Katode).

Betrachten wir zunächst den Kolben. Je nach Größe der Bildröhre wird der Kolben aus zwei oder drei Teilen zusammengeschmolzen. Für Röhren bis zu 30 mm (12″) rund oder 35 cm (14″) Rechteck kann der Kolben aus zwei Teilen gefertigt werden, wobei der Kolben ohne Hals in einem Arbeitsgang geblasen wird und der Hals, bestehend aus einem gezogenen Rohrstück, angeschmolzen wird. Es ist verständlich, daß das Blasen solcher Kolben mit einem Gewicht von 6 kg mit der geforderten Genauigkeit und korrekten Glasverteilung bei Böden und Wänden ein meisterliches Können voraussetzt. Größere Kolben für 43-cm-(17″-)Röhre und darüber sind aber auf diese Weise nicht mehr zu fertigen. Diese Kolben werden

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

aus drei Teilen hergestellt, indem Boden und Konus einzeln aus flussigem Glas gepreßt und danach zusammengeschmolzen werden. Der Hals wird wie bei den kleineren Rohren spater in der Rohrenfabrik an den Kolben angeschmolzen. Die Fertigung der Kolben wurde hier absichtlich kurz gestreift, weil sie verständlicherweise in einer Glashütte erfolgen muß. Der Röhrenfabrik verbleiben noch zahlreiche, glastechnische Bearbeitungen, wie wir später noch erkennen werden. Zu erwähnen bleibt noch, daß es eine Reihe von Werken gibt, in denen der Konus aus Metall hergestellt wird. Jedoch ist dieses Fertigungsverfahren z. Z. nur wenig angewandt, obwohl die Größe der Röhren ständig gestiegen ist. Kolben mit Metallkonus sind leichter und implosionssicherer. Heute wird die Glastechnik jedoch so gut beherrscht, daß z. Z. keine besondere Veranlassung dafür besteht, sie zu verlassen. In unserer Betrachtung verbleiben wir daher bei der Bearbeitung des Glaskolbens, der der Röhrenfabrik nebst Rohr für den Hals angeliefert wird. Die Form des Kolbens hat verschiedenen Bedingungen zu genügen, so muß beispielsweise die Form der Schirmfläche, also des Bodens, dem Beschauer ein unverzerrtes Bild gewährleisten. Weiterhin müssen Wand und Boden des Kolbens, als Träger des auf ihr lastenden Luftdrucks von mehreren Tonnen, die richtige Form und Stärke haben.

Der Kolben ist der Träger des innen auf der Bodenfläche niedergeschlagenen Leuchtschirmes. Ebenfalls innen, und zwar auf der konischen Wand, befindet sich ein Belag aus Graphit, der verschiedene Aufgaben zu erfüllen hat. Es stellt den Kontakt zwischen Anode und Strahlsystem her, vermeidet optisch störende Reflexionen und leitet die von dem Leuchtschirm ausgehenden Sekundärelektronen über den Außenkontakt ab.

Bevor wir uns nun dem elektronenoptischen System zuwenden, muß gesagt werden, daß die Konstruktion dieses Systems davon abhängt, ob der Entwickler sich zur magnetischen oder elektrostatischen Fokussierung des Elektronenstrahls entschieden hat. Des weiteren davon, ob zur Vermeidung des Ionenflecks auf dem Luminophor der Leuchtschirm mit einer aufgedampften Aluminiumfolie versehen oder das Strahlsystem schrägstellt, also mit einer Ionenfalle ausgerüstet wird. Wir sprechen hier nur von der Herstellung der Röhren, bei denen der Elektronenstrahl magnetisch fokussiert wird. Damit ist nicht gesagt, daß diese Konstruktion besondere Vorzüge hat. Um hier in Kürze den grundsätzlichen Ablauf einer Bildröhrenherstellung zu zeigen, ist es jedoch unerheblich, welches System betrachtet wird. Überhaupt weist die Fertigung des Systems keine besonderen fertigungstechnischen Eigenschaften gegenüber dem Fertigungsablauf des Systems einer Rundfunkröhre auf. Alle Blechteile bestehen aus einer antimagnetischen Cu-Ni-Legierung. Das System besteht aus mehreren Baugruppen: dem Katodensystem, also dem Elektronenerzeuger, ausgerüstet mit einer indirekt geheizten Katode, dem Wehnelt-Zylinder, dem hier die Funktion des Steuergitters zukommt, und der Anode, hier den Elektronenbeschleuniger bildend. Diese Teile werden bis auf die Katode in der Stanzerei hergestellt und durch Punktschweißen verbunden. Die Katode besteht aus einem Rohr aus Nickel, auf dessen Flansch eine Kappe aus Spezialnickel angeschweißt ist, die die elektronenemittierende Schicht trägt. Der Heizkörper besteht aus einer bifilargewickelten Wolframwendel mit aufgesinterter Aluminiumoxydschicht.

Die soeben genannten Baugruppen werden gemeinsam auf zwei oder vier Keramikstreben genauestens zentriert aufgebaut. Zur Befestigung dienen exakt be-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

arbeitete Schellen. Dieses komplette System wird auf einen Fuß montiert. Hier besteht der Fuß aus einem Glaspreßteller mit vakuumdicht eingeschmolzenen Durchführungen, auf dem das System aufgeschweißt wird.

Nach diesen kurzen Betrachtungen über den Aufbau einer Bildröhre können wir zu der Beschreibung der wichtigsten Fertigungsprozesse übergehen, wobei Gelegenheit sein wird, noch einmal ausführlicher auf Aufgaben und Funktionen der Bauelemente einzugehen. Die folgenden Bilder zeigen Maschinen und Anlagen aus den verschiedenen Werken der Welt. Beginnen wir also mit der Bearbeitung der Kolben und der Hälse.

Nach sorgfältiger Prüfung der von der Hütte angelieferten Teile auf Abmessungen und vor allem auf Glasfehler werden Kolben und Hälse der Produktionsabteilung zugeführt, die die Glasbearbeitung durchzuführen hat. Das zur Fertigung der Hälse vorgesehene Rohr wird zunächst an einem Ende angetellert, d. h., es wird nach Erwärmen aufgeweitet und umgelegt, so daß ein tellerförmiger Flansch

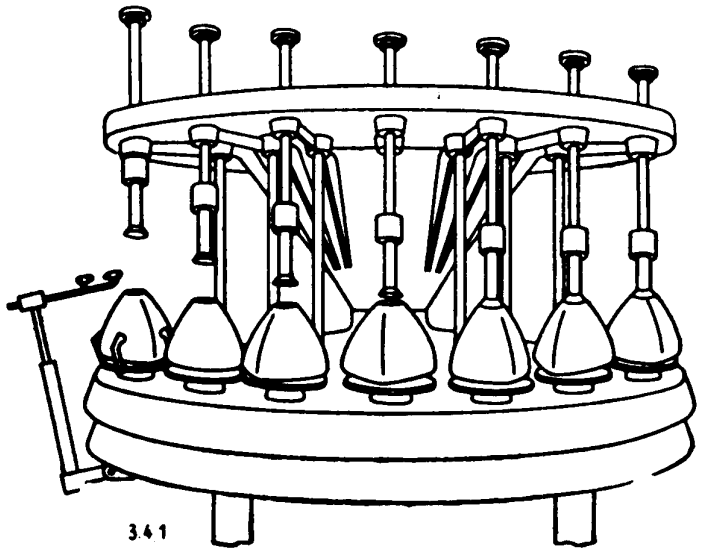


Bild 1. Anhalsmaschine Halbautomat

entsteht. Dadurch wird ein Übergang zu der größeren Öffnung des Kolbens hergestellt, und das Verschmelzen von Hals und Kolben kann nun erfolgen.

Bei der Serienfertigung erfolgt das Anschmelzen auf einem Automaten, wie es Bild 1 erkennen läßt. Kolben und Hälse werden auf einem 12teiligen rotierenden Kranz aufgesetzt und während der ersten fünf Arbeitsabschnitte vorgewärmt. Im sechsten Abschnitt wird der rotierende Hals auf den gleichlaufenden Kolben gesenkt und mit ihm verschmolzen. In der nächsten Stellung wird der Anodenstift eingeschmolzen, und der so bearbeitete Kolben durchläuft die restlichen Arbeitsabschnitte des Automaten mit abklingender Wärmebehandlung. Die Leistung dieser Maschine beträgt etwa 30 Stück h. Der noch warme Kolben durchläuft nun zum Tempern einen Tunnelofen von etwa 10 m Länge, in dem er nach Erwärmung auf eine Spitzentemperatur von etwa 540° C völlig entspannt wird. Danach wird er einer Überdruckprüfung unterzogen, wo er bei einem Außendruck von 3 bis 4 atü 1 min auf Festigkeit geprüft wird. Damit wird erreicht, daß fehlerhafte Kolben aussortiert werden, bei denen die Gefahr besteht, daß sie während des Evakuierens oder später implodieren.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Bevor wir den nächsten Bearbeitungsprozeß betrachten, muß eine Einrichtung erwähnt werden, deren Konstruktion und stete Einsatzbereitschaft von großer Bedeutung für den Betrieb ist. Infolge des hohen Kolbengewichts insbes. bei Röhren größerer Abmessungen kann der Transport während des Durchlaufens durch die Fertigung nicht mehr von Hand geschehen. Dafür sind Transportanlagen erforderlich. Es muß überhaupt vermieden werden, daß Kolben oder Röhren während des Fertigungsprozesses von Hand eingesetzt oder in der Lage verändert werden. Daher werden verschiedene Bearbeitungsvorgänge an den Röhren vorgenommen, ohne sie der Transportanlage zu entnehmen. Die Förderkette läuft in einem geschlitzten Stahlführungsrohr auf Rollen. Das charakteristische dieser Anlage ist die leichte Bauweise und die Möglichkeit, auf einfache Weise die Leitungen in einen kleinen Radius zu krümmen und von einer Etage in die andere zu führen.

Auf einer solchen Anlage gelangen die Kolben nun zu einer Waschanlage. Nacheinander werden sie in einer P-3-Lösung gewaschen, nachgespült, mit einer 5%igen

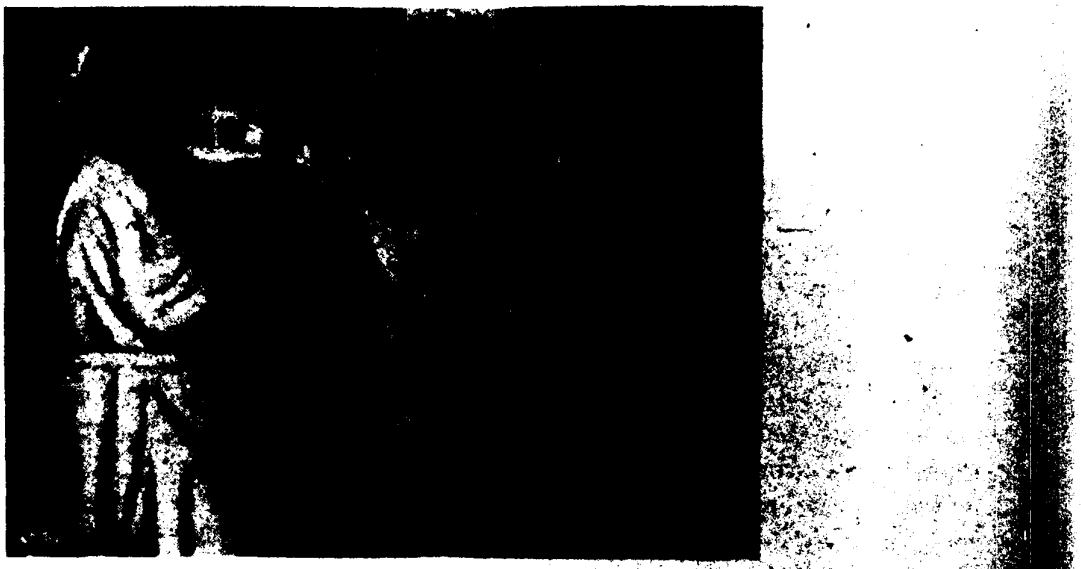


Bild 2. Sedimentieranlage

Flußsäurelösung behandelt und gründlich mit Wasser nachgewaschen. Die trockenen Kolben werden dann von Transportanlagen dem Setträum zugeführt, wo der Bildschirm aufgebracht wird. Das Aufbringen erfolgt meist nach der Absetzmethode, die hier kurz geschildert werden soll. Der zwei- oder mehrkomponentige Leuchtstoff, hauptsächlich aus Zinksulfidselenid bestehend, wird mit einem Zusatz von destilliertem Wasser und Wasserglas vermischt und in den Kolben gegossen (Bild 2). Durch Zusetzen einer Koagulatorlösung, bestehend z. B. aus Natriumbikarbonat oder Strontiumnitrat, wird das Ausscheiden der Kieselsäure und damit die Sedimentation des Leuchtstoffes beschleunigt. Das Verfahren ist von den Temperaturverhältnissen und das Ergebnis sehr von der Staubfreiheit des Raumes und der Reinheit der zur Verwendung kommenden Chemikalien abhängig. Chemisch nicht nachweisbare Spuren von Kupfer, Eisen oder Chlor können den Bildschirm verderben. Von größter Bedeutung ist die völlige Vermeidung jeder Erschütterung während des Absetzens des Luminophors. Auch bei dem Abgießen der übrigen Flüssigkeit nach dem Absetzen muß dafür gesorgt werden, daß keine

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Wirbel in der Flüssigkeit entstehen und den Leuchtstoff in der Lage verändern. Je nach Art des Verfahrens dauert das Setteln 2 bis 4 h. Ein älteres mechanisiertes Verfahren ist das in Bild 3 dargestellte Settelverfahren. Über eine Bühne laufen eine Reihe von parallelen Transportbändern, die mit Kolben bestückt sind und bereits die Suspension enthalten. Nach Ablauf der Absetzzeit kippen die Kolben nach vorn und gießen die Flüssigkeit aus. Bei dem weiteren Verlauf werden die Kolben in dem unteren Teil der Anlage durch Einblasen warmer Luft getrocknet.

Offenbar befriedigt diese Anlage nicht, denn in der modernen Fertigungsweise wird das Abkippverfahren durch pneumatische Greifer ersetzt, die die Röhren von den Settelbändern auf Trockenanlagen übergeben. Bei einer ähnlichen Anlage wird die Suspension dosiert in die Kolben gefüllt, die sich auf einem endlosen Band an der Füllstelle vorbei bewegen. Ein pneumatischer Greifer

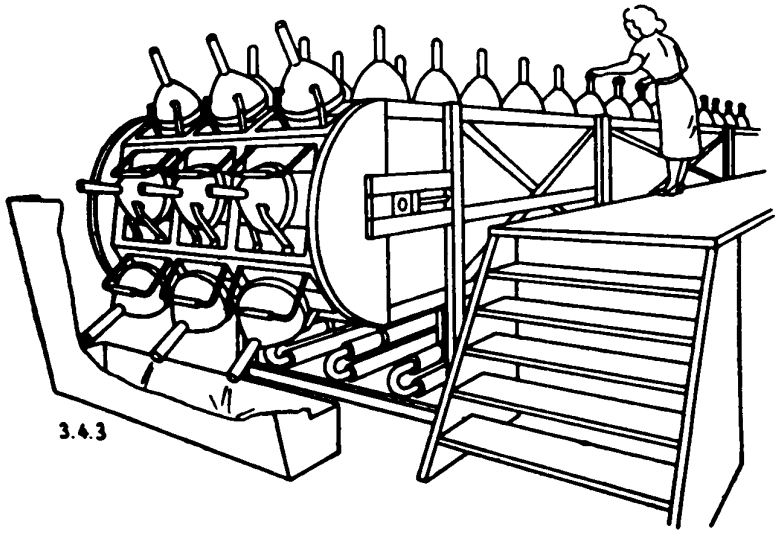


Bild 3. Sedimentierungsanlage

übernimmt die Kolben, entleert sie und übergibt sie einer Spül- und Trockenanlage. Damit ist der Vorgang des Aufbringens des Leuchtschirmes beendet.

Einleitend wurde bereits festgestellt, daß zwei Methoden zur Vermeidung des Ionenflecks verwendet werden können: die Ionenfalle und der folienhinterlegte Leuchtschirm. Die Anwendung der letzteren bringt zwar einige technologische Schwierigkeiten mit sich und erfordert kostspielige Anlagen. Dafür werden jedoch die Kontrastwirkung und die Lichtausbeute verbessert. Die benötigten Anlagen sollen daher hier kurz beschrieben werden. Auf den Leuchtschirm soll im Vakuum durch Verdampfen von Aluminium eine etwa 0,2 μ starke Folie aufgedampft werden. Diese Folie soll aber nur auf den Spitzen der Leuchtstoffkristalle aufliegen, nicht aber die Kristalle umschließen. Das macht die Bildung einer später wieder zu beseitigenden Zwischenschicht erforderlich, auf die das Aluminium aufgedampft wird. Dieser Vorgang soll hier nicht näher beschrieben werden, uns interessiert die Anlage für das Aufdampfen des Aluminiums. Bild 4 zeigt eine ältere Anlage. Die Kolben werden auf einem rotierenden Tisch mittels Vor- und Diffusionspumpe evakuiert, und nach Erreichen eines Vakuums von 10^{-4} Torr

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

wird eine bestimmte Menge Aluminium verdampft, die sich sowohl auf dem Leuchtschirm als auch auf der Wand des konischen Teils des Kolbens niederschlägt. Letzteres ist erwünscht, denn dadurch wird der Graphitbelag eingespart, der bei Röhren mit Ionenfalle eingebracht werden muß.

Interessant ist eine Anlage, bei der sich auf einer ovalen Bahn 20 miteinander festgekuppelte Wagen bewegen. Einer der Wagen ist die elektrische Lokomotive, die den Konvoi in Bewegung setzt. Die anderen Wagen enthalten die für die Evakuierung einer Röhre erforderlichen Pumpen und die Verdampfungsanlage. Strom und Kühlwasser werden von der Lokomotive und dem Wagen laufend von den außen liegenden Stromschienen bzw. Wasserkanälen entnommen. Die Lokomotive wird über ein Ritzel angetrieben, das in eine am Boden befestigte Zahnstange eingreift. Nach etwa 5 min ist das Vakuum erreicht, die Verdampfung erfolgt und nach weiteren 1,5 min kann bereits wieder Luft eingelassen werden. Die Stundenleistung der Anlage beträgt etwa 100 Stück Kolben 65 cm (27″) und

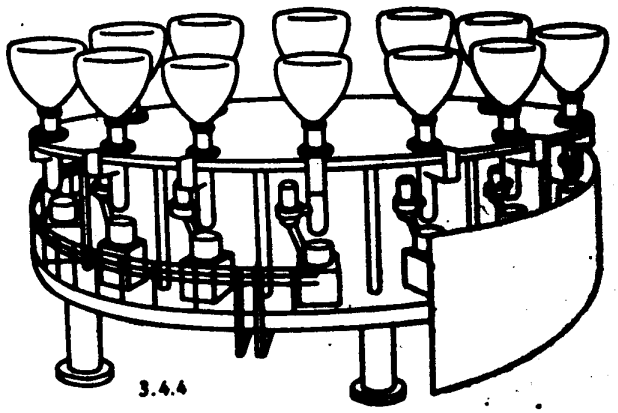


Bild 4. Aluminisierungsanlage

160 Stück Kolben 43 cm (17″) und kann von einer Arbeitskraft bedient werden. Nach dem Aufdampfen der Aluminiumschicht kann z. B. durch Erhitzen die Zwischenschicht verdampft werden.

Der mit einer Ionenfalle ausgerüstete Kolben muß, wie bereits gesagt, innen mit einer Graphitschicht bedeckt werden. Hierbei muß unter allen Umständen vermieden werden, daß auch nur die kleinsten Graphitteilchen auf den Bildschirm gelangen. Man erreicht das so, daß man eine dünnflüssige Aquadag-Paste mit Wasserglas in den aufrechtstehenden Kolben bis zu einer bestimmten Höhe emporsteigen und wieder zurückgehen läßt. Der Kolben wird dann in einen Wanderofen gesetzt und ausgeheizt, so daß die Graphitschicht völlig fest wird.

Parallel zu der eben geschilderten Kolbenbearbeitung läuft die Fertigung des Systems. Bild 5 zeigt die Einzelteile und ein fertiges elektronenoptisches System. Zwecks Ausbildung einer Ionenfalle ist das System schief auf einem Glasteller montiert. Die einzelnen Bauelemente sind: Wehnelt-Zylinder mit eingebauter Katode als Elektronenquelle, vier Calitstreben als Träger für den Aufbau, Blenden, Schellen, Getter, Preßteller mit Pumpstengel.

Die Montage dieser Teile wird sehr sorgfältig in besonders staubfreien Räumen vorgenommen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Das fertig montierte System wird in den Kolbenhals eingeschoben, wobei sich die am System befestigten Molybdänfedern fest an die Innenwand des Halses legen und es in einer genau definierten Lage halten. Der Preßteller wird ebenfalls etwas in den Hals hineingeschoben und mit ihm verschmolzen. Bild 6 zeigt diese

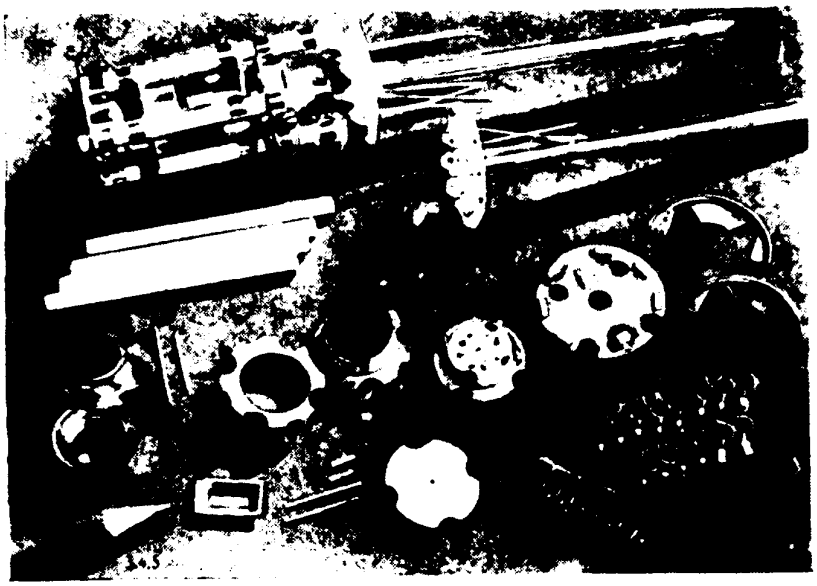


Bild 5. System und Einzelteile

Bild 6. Einschmelzmaschine

Operation auf einer vertikalen Einschmelzmaschine. Auf dem oberen Kranz werden die Kolben gehalten, während von unten kommende „Aufnahmen" die Preßteller während des Einschmelzens unterstützen. Hals- und Preßteller rotieren synchron, werden vorsichtig angewärmt, wobei durch das Pumprohrchen gereinigter Stickstoff eingeblasen wird, um die Oxydation der Metallteile des Systems zu

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

verhindern. Nach dem Verschmelzen wird die erwärmte Zone des Halses durch übergeschobene Kappen, die elektrisch beheizt werden, getempert.

Der nun folgende Evakuierungsprozeß ist mit einer Reihe von wichtigen Einzeloperationen verbunden. Zunächst wird die Röhre in eine Aufnahme eingehängt und das Pumpröhrchen entweder mit einem Glasrohr des Pumpstandes verschmolzen oder in einen vakuumdichten Verschluß gesteckt und damit an die Pumpe angeschlossen. Zur Evakuierung dienen rotierende Ölpumpen, verbunden mit Öl- oder Quecksilberdiffusionspumpen. Während der ersten Pumpperiode wird die Röhre im Heizkasten durch Gasflammen bis auf etwa 380° C erwärmt, soweit es der Leuchtschirm und das Glas vertragen, ohne Schaden zu nehmen. Die letzten Reste von Feuchtigkeit werden dabei aus der Graphitschicht bzw. aus dem Leuchtschirm herausgetrieben und abgepumpt, bis ein Vakuum von 10^{-6} erreicht ist.

Nach dem Ausschalten der Beheizung und dem Erkalten der Röhre werden die Metallteile des Systems durch Hochfrequenz entgast. Danach wird durch Beheizen der Katode die Emissionsschicht umgewandelt. Ist dann wieder ein Vakuum von 10^{-6} erreicht, so wird das Getter durch Erhitzung mittels Hoch-

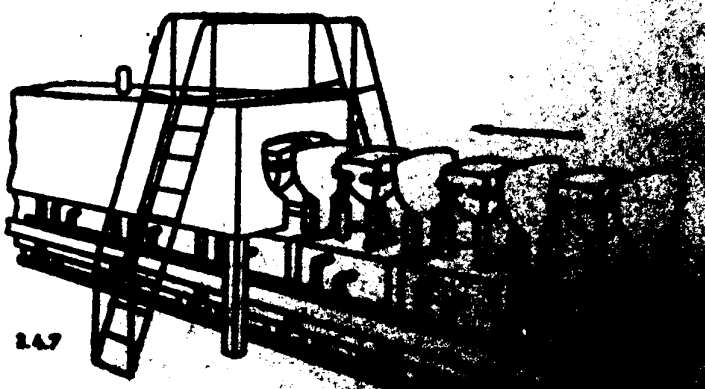


Bild 7. Pumpstand

frequenz verdampft und die Röhre abgeschmolzen. [illegible] Pumpröhrchen wird durch einen Gasbrenner erweicht und die Röhre [illegible] angehoben, bis die entstehende Kapillare abreißt und [illegible] verschließt.

Bild 7 gibt einen Gesamtüberblick über einen Pumpstand. Während eines Umlaufes wird die Röhre zunächst durch Einschalten der Ölpumpe und dann durch Hinzuschalten der Diffusionspumpe evakuiert. Sie durchläuft dann einen Heiztunnel, und anschließend werden die Blechteile des Systems durch Hochfrequenz erhitzt und entgast. Danach wird die Katode behandelt und damit die Emissionskarbonat umgewandelt, und zum Schluß erfolgt die Getterung und das Abziehen der Röhre (Bild 8).

Wie schon bemerkt, erfolgt der Transport der Röhren von Arbeitsgang zu Arbeitsgang durch eine Transportanlage. Das Bestreben ist, die Röhre so selten wie möglich aus dieser Transportanlage herauszunehmen und gegebenenfalls sogar einzelne Operationen an den Röhren während des Transportes durchzuführen. Daher werden die nachfolgenden Arbeiten auch nach diesem Grundsatz ausgeführt. Nachdem also der pneumatische Greifer die Röhre nach dem Abziehen übernimmt,

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

wird sie einer Überdruckprüfanlage zugeführt. Ein Transportband leitet dann die Röhren der Sockelei zu. Die Anschlußdrähte, die bei der Herstellung des Fußtellers oxydiert sind, werden gebeizt, der Preßstoffsockel wird mit dosiert eingespritzter Kittmasse aufgedrückt und durch aufgeschobene elektrisch beheizte Kappen festgebrannt. Dann wird eine Metallkappe auf dem Anodenkontaktstift befestigt. Nach dem Beschneiden der aus den Sockelstiften herausragenden Anschlußdrähte wird an einer bestimmten Stelle des Bandes die Bildröhre mit dem Sockel in ein Lötbad gesenkt.

Nach Vollendung der Sockelarbeiten gelangen die Röhren zum Formierband. Zur Aktivierung der Katode und Stabilisierung der Emission wird die Katode der Röhre nach einem festgelegten Verfahren behandelt. Auch diese Behandlung wird während des Transports vorgenommen. Zu diesem Zweck werden die der Röhre zugeführten Spannungen über Schleifbürsten von den Stromversorgungsschienen abgenommen. Am Ende dieses Formierbandes sitzt eine Arbeitskraft, die

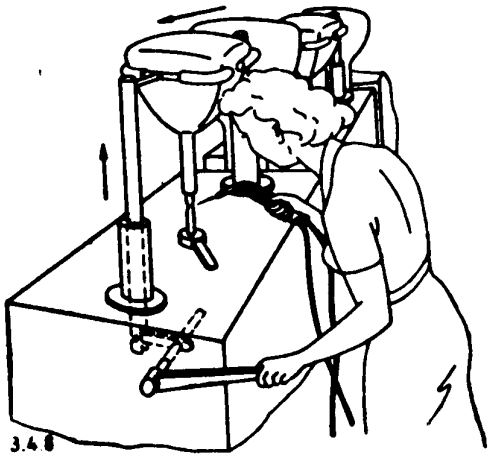


Bild 8. Abziehvorgang

die Meßinstrumente überwacht und nach Beendigung des Formiervorgangs die Röhren auf das Prüfband übergibt. Es ist selbstverständlich, daß die Prüfung der Röhren mit äußerster Sorgfalt vorgenommen wird. Die gemessenen Werte werden in Kennkarten eingetragen, nach deren Auswertung dann evtl. erforderliche Nachbehandlungen veranlaßt werden. Bei der mechanisierten Fertigung wird der Prüfvorgang wieder auf dem Transportband durchgeführt, d. h., die Röhren werden wieder auf das Transportband gesetzt und mit den elektrischen Anschlüssen versehen. Dies geschieht durch Aufstecken einer Spezialfassung, die alle Röhrenkontakte erfaßt und gleichzeitig äußere Schleifkontakte trägt, die die erforderlichen Spannungen den parallel zum Transportband laufenden Stromschienen entnehmen.

Bevor die Röhre zur Prüfanlage gelangt, wird die Katode vorgeheizt. Im Gegensatz zu den bisher gezeigten Transportbändern bewegt sich das hier gezeigte Band taktmäßig, d. h., die Messungen erfolgen bei Stillstand der Röhre. Um die Lage der Röhre in der Transporteinrichtung nicht zu verändern und gleichzeitig die Prüferin bei evtl. Implosion zu schützen, kann die Prüfung des Leuchtschirmes durch Spiegel bzw. durch eingebaute fotoelektrische Meßmittel erfolgen. Fehler-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

hafte Röhren werden durch Tastendruck mit der Fehlernummer bedruckt. Nach der Prüfung werden, falls erforderlich, die Röhren außen, auf dem konischen Teil, mit einer Graphitschicht versehen. Diese Schicht wird im Fernsehgerät zusammen mit der im Inneren der Röhre befindlichen Graphitschicht als Glättungskondensator für den Hochspannungsgleichrichter benutzt und dient gleichzeitig als Abschirmung gegen elektrostatische Felder.

Falls also Röhren mit dieser äußeren Graphitschicht verlangt werden, kommen sie in eine Spritzkabine und anschließend, nach der Trocknung in einer Infrarottrockenanlage, zu einer zweiten Spritzkabine, wo noch ein Schutzlack auf die Graphitschicht aufgetragen wird. Nach Trocknung dieses Lackes wird die Röhre gereinigt und mit dem Firmenzeichen und dem Fertigungszeichen versehen. Danach ist der eigentliche Fertigungsprozeß beendet. Um den Abnehmern der Röhren eine gute Qualität garantieren zu können, werden alle Röhren einem Lagerraum zugeführt und nach Ablauf einer Woche noch einmal einer sehr gründlichen Prüfung durch die Gütekontrolle unterzogen. Nur solche Röhren, die allen Anforderungen genügen, verlassen das Werk. Selbstverständlich gehören auch dazu umfangreiche Prüfungen der Lebensdauer, wofür große Anlagen zur Verfügung stehen.

Es ist wohl verständlich, daß die eben gezeigten Anlagen nicht mehr in ein beliebige Radioröhrenfabrik eingebaut werden können. Für eine derartig umfan reiche Fertigung muß ein geeignetes Gebäude gefunden oder noch besser geb werden.

Die Leistung eines solchen Werkes hängt davon ab, für welche Leistung einzelnen Aggregate geplant wurden. Um die Maschinen nicht zu groß zu gestal ist es besser, zur Steigerung der Leistung des Werkes mehrere Aggregate ne einander zu setzen. Statt der hier gezeigten einfachen Transportbahn können oder drei nebeneinander laufen. Die Leistung einer einfachen Anlage, wie sie gezeigt wird, beträgt 10000 bis 15000 Röhren im Monat.

Das Werk für Fernmeldewesen „WF" war eines der ersten europäischen We das sich in der Nachkriegszeit mit Erfolg mit der Fertigung von Bildröhren größeren Mengen beschäftigte. Mehrere hunderttausende Röhren verließen Werk und haben im Ausland, speziell in der UdSSR, wegen ihrer Güte und Leb dauer Anerkennung gefunden.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

3.3 Sekundärelektronen-Vervielfacher

Dr. *F. Eckart*, Berlin

1. Einführung

Fotozellen mit Sekundärelektronen-Vervielfachern (SEV) gewinnen immer mehr an Bedeutung als unmittelbare Nachweisgeräte für ultraviolette, sichtbare und ultrarote Strahlung sowie als mittelbare Meßgeräte zum Nachweis von Korpuskular- und Gamma-Strahlen. Sie finden daher in steigendem Maße Anwendung in Fotometern, in Kolorimetern, in Trübungs-, Reflexions-, Beugungs- und Durchlässigkeitsmeßgeräten, ferner in der Astronomie zur Sternfotometrie, zum Auswerten von Spektrallinienaufnahmen, bei Fluoreszenz- und Phosphoreszenzmessungen, als Szintillationszähler in der Kernforschung sowie als weitgehend frequenzunabhängiges Lichtsteuerorgan in der Tonfilm-, Fernseh- und Nachrichtentechnik.

Der vorliegende Bericht soll die Grundlagen der SEV, ihre technischen Ausführungsformen einschließlich der Eigenschaften zusammenfassen und einen kurzen Überblick über die Anwendungsgebiete geben.

2. Grundlagen

Die Sekundärelektronen-Emission (SEE) wurde erstmals von *Austin* und *Starke* [11], [181] beobachtet und von *Lenard* und seinen Schülern [116] weiter untersucht. Die erste technische Nutzanwendung der Sekundäremission bei Glühkatoden wurde von *Hull* [93], [94], [95] vorgeschlagen. Für Fotokatoden hat als erster *Suhrmann* [177] 1928 die Verstärkung durch Sekundärelektronen und dafür geeignete Oberflächen angegeben. Mit der Entwicklung des Fernsehens erfolgte gleichzeitig eine intensive Entwicklung und Verbesserung der Vervielfacher [56], [147], [200], [192], die heute in der physikalischen Forschung und in der Meß- und Regeltechnik unentbehrlich geworden sind.

Als SEE bezeichnet man die Tatsache, daß aus Metallen, intermetallischen Verbindungen und Halbleitern beim Beschuß mit Elektronen, deren Energie größer ist als 10 eV, Elektronen sekundär ausgelöst werden, deren mittlere Energie etwa 2 bis 5 eV beträgt und von der Energie der primären Elektronen unabhängig ist. Ein Maß für die SE-Eigenschaften von Stoffen ist die SE-Ausbeute δ, definiert als Verhältnis der Anzahl sekundär emittierter zur Anzahl der primär auftreffenden Elektronen.

Bei allen Stoffen nimmt δ mit wachsender Primärspannung (> 10 V) zunächst zu, und zwar bis zu einem Maximum, das für die verschiedenen Stoffe mehr oder weniger ausgeprägt ist und bei einigen hundert Volt liegt. Von da an nimmt δ wieder langsam ab (Bild 1). Dieses Verhalten wird durch das Anwachsen der Eindringtiefe der Primärelektronen mit zunehmender Energie erklärt, die schließlich so groß wird, daß nicht mehr alle im festen Körper erzeugten Sekundärelektronen

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

diesen verlassen können, sondern ihre Energie in verschiedenen Elementarprozessen wieder verlieren. Bei Energien, die so klein sind, daß sie zur Erzeugung eines Sekundärelektrons nicht ausreichen, findet nur eine elastische Reflexion der Primärelektronen an der Schichtoberfläche statt (Streuelektronen). Einen tieferen Einblick in das Wesen der SEE gibt die Energieverteilung der Sekundärelektronen.

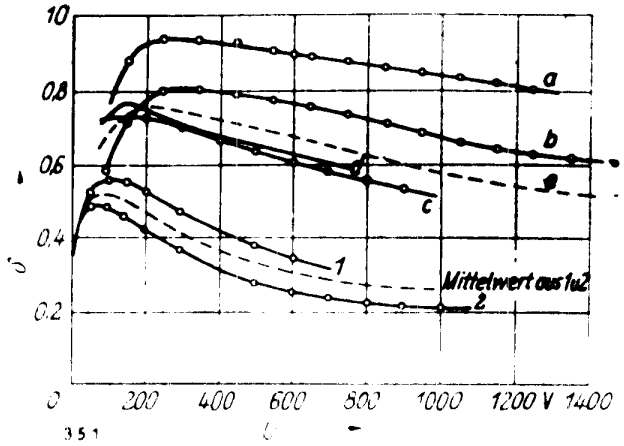


Bild 1. Sekundärelektronen-Ausbeute δ in Abhängigkeit von der Primärenergie der Elektronen für Lithium- (Kurve a—c) und Kalium- (Kurve 1 und 2) Aufdampfschichten

a auf Gold nach [1], *b* auf Silberunterlage nach [1], *c* auf Silberunterlage nach [178], *d* nach **[118]**; *e* Mittelwert von *a*—*d*; *1* und *2* nach [32]

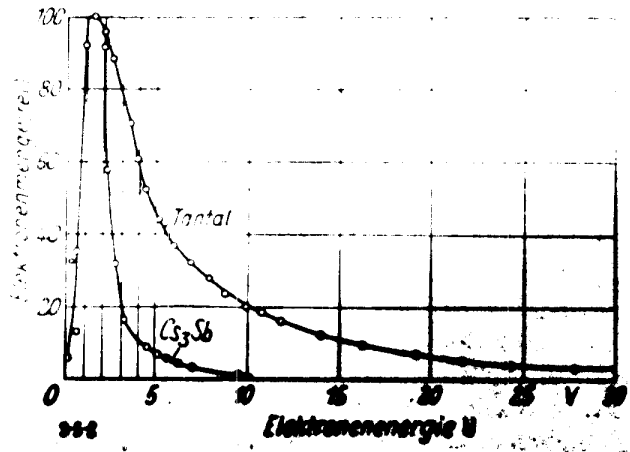


Bild 2. Energieverteilung der Sekundärelektronen von Tantal und Cäsium

Bild 2 ist die relative Zahl der SE pro Energie-Intervall [1/N · dN/dV] ... Die Fläche, die von der Kurve und der ... Ordinaten eingeschlossen wird, ist ein Maß ... deren Energie im Bereich zwischen diesen beiden ... liegt. Die Energieverteilung der SE ist grundsätzlich für alle Stoffe ... weitgehend unabhängig von der Primärenergie der auftreffenden Elektronen. Bild ... die allgemein gültige Feststellung, daß die Zahl der SE aus Metallen mit ...

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

höherer Energie relativ größer ist als bei den gut emittierenden Halbleiterschichten. Dabei zeigt die sehr gut emittierende Cs_3Sb-Schicht auch die schmalste Energieverteilung [10], [107]. Dieser Effekt wirkt sich beim SEV dadurch aus, daß die Laufzeitstreuung vermindert und der chromatische Fokussierfehler verringert wird. Von der Auftreffstelle der Primärelektronen nehmen drei verschiedene Gruppen von Elektronen ihren Ausgang[1]) (Bild 3):

1. Elektronen mit der vollen Primärenergie (in Bild 3 mit *I* bezeichnet), die elastisch reflektiert werden, praktisch keine Energie verlieren und somit mit dem eigentlichen Vorgang der SEE nichts zu tun haben.
2. Elektronen zwischen 0 und etwa 20 eV mit einem Maximum bei einigen eV (etwa 2 eV) (*III*). Die Energieverteilung ist ähnlich einer Maxwell-Verteilung.

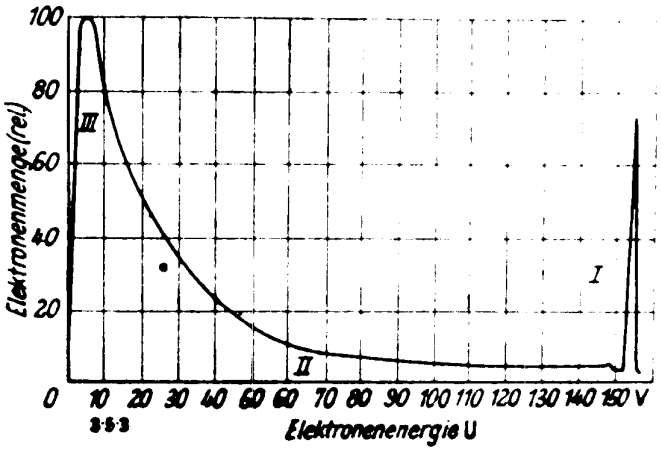


Bild 3. Energieverteilung der von der Auftreffstelle der Primärelektronen ausgehenden Elektronen

***I* elastisch reflektierte Elektronen; *II* reflektierte und rückdiffundierende Primärelektronen; *III* Sekundärelektronen**

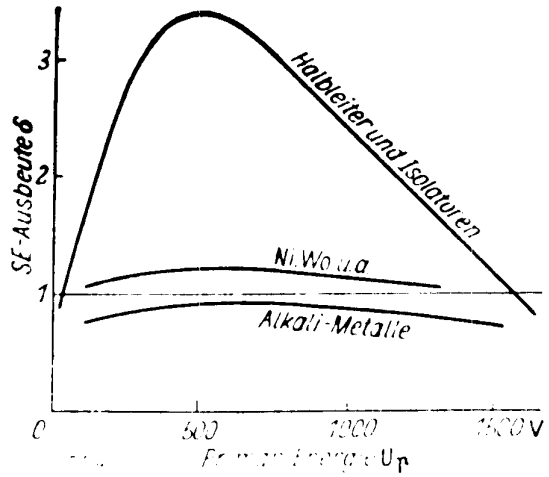


Bild 4. SE-Ausbeute δ in Abhängigkeit von der Primärenergie U_p für Metalle, Halbleiter und Isolatoren (halbschematisch)

[1]) Von den SE des Auger-Effektes [111] sei hier abgesehen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

3. Die unter Energieverlusten reflektierten und rückdiffundierenden Primärelektronen (*II*). In der Mehrzahl sind es rückdiffundierte Primärelektronen, die in den Körper eingedrungen sind, dabei einen Teil ihrer Energie einbüßen und wieder aus der Oberfläche austreten.

Entsprechend der Größe der SE-Ausbeute kann man drei Gruppen von Stoffen unterscheiden (Bild 4):

1. Stoffe, deren SE-Ausbeute $\delta < 1$ ist. Zu diesen Stoffen zählen vor allem die Alkali- und Erdalkalimetalle.
2. Stoffe, deren Ausbeute zwischen 1 und 2 liegt, wie z. B. C, ferner W, Pt, Cu, Ag sowie Ge, Si, Cu_2O.
3. Stoffe, deren Ausbeute $\delta > 2$ ist. Dazu zählen die Isolatoren KCl, RbCl, MgO, BeO, BaO, Cs_2O insbesondere, wenn in ihnen Atome von Elementen ge... Ionisierungsspannung eingelagert sind [178]; ferner halbleitende intermet... Verbindungen wie Cs_3Sb und die Metallegierungen CuBe, NiBe, MgAg, Cu... andere nach einer Sauerstoffbehandlung.

Tafel 1. Ausbeutewerte der Sekundäremission

	Stoff	max	V	Literatur [1]
I. Isolatoren und Halbleiter	LiF	5,6	—	[6]
	KCl	7,0—9,0	800—1200	[6], [18]
	NaCl	6,0—7,0	600	[6]
	NaBr	6,2	—	[6]
	NaJ	5,5	—	[6]
	BeO	5—10	2000	[10]
	MgO	2,4—4	400—1500	[5], [10]
	CaO	2,2	500	[10]
	Oxyd-Katode	5—12	1400—1500	[16], [33]
	Cs_2O	6—10	500	[33]
	Al_2O_3	1,5—4,8	350—1300	[5], [15], [28]
	Ag_2O	0,90—1,17	—	[1]
	MoO_2	1,09—1,33	—	[1]
	MoS_2	1,10	—	[6]
	Cu_2O	1,19—1,25		[6]
	BaO	4,8	—	[5]
	NaF	5,7		
	CaF_2	3,15		
	BaF_2	4,5		
	RbCl	5,8		[6]
	CsCl	5,8		
	KJ	5,6		
II. Elementhalbleiter	Ge	1,15—1,5	400—600	[12], [20], [17]
	Si	1,1	250	[20]
		1,64	350	[30]
	Se	1,3—1,5	400	[12]
	B	1,2	150	[20]

[1]) Siehe Literaturverzeichnis II.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Für die Anwendung der Sekundäremission in SEV sind natürlich nur Stoffe interessant, die bei möglichst niedrigen Spannungen eine möglichst hohe Ausbeute

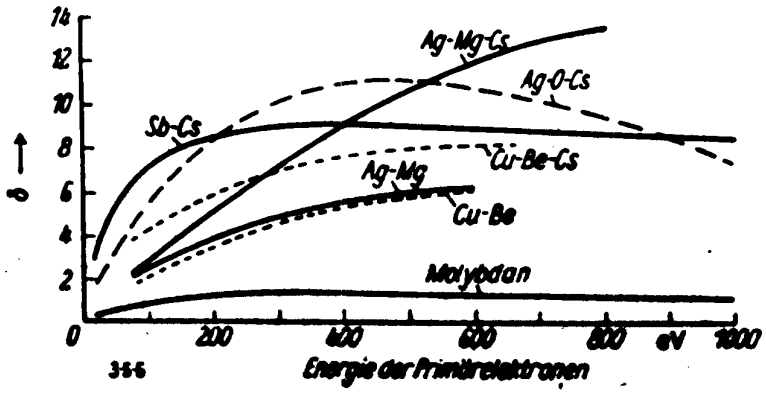


Bild 6. Eigenschaften der Sekundäremissionskathoden

SEE-Faktor δ von Fotokathoden Ag-O-Cs nach Hartmann [76], Sb-Cs nach *Morton* [134], von Legierungen (Cu-Be, Ag-Mg) nach *Suhashi* [165] und von Molybdän nach *Kollath*

***Tafel 1* (Fortsetzung)**

	Stoff	max	V	Literatur[1])
III. Intermetallische Verbindungen	Cs_3Sb	8	200	[33], [24]
	Cs_3Bi	6	—	—
	Cu-Be(2%)	1,95	400	[30]
		2	200	[29], [19], [3]
	Cu-Be(2%)-Cs	5,5	200	[29], [23], [27], [11]
	Cu-Be(2%)-O	3,5—5,5	500—700	[30]
	Ni-Be(2%)-O	4,5	200	[11], [23]
		12,3	700	[30]
	Mg-Ag-Aktiv.	6	200	[24] [2], [27], [32], [4]
	BeO	3	200	[24]
	Ag-Mg(5%)-Cs	5	200	[29]
	Ag-Be(2%)	3	200	[29], [30]
	Ag-Mg(2%)-MgO	9,8	500	[30]
	Ag-Ca(2%)-Ca	4,5	360	[30]
	Ag-Al(2%)-Al	2,8	560	[30]
IV. Zusammengesetzte Schichten	(Ag)-Cs_2Sb	8	500	[30]
	(Ag)-Cs_2O, Cs	3—4	200	[24]
		5,8—9,5	500—1000	[30]
	(Ni)-Cs_2O-Cs	5,7	500	[30]
	(Ag)-Rb_2O-Rb	5,5	800	[30]
	(Ag)-K_2O-K	2,7	600	[30]
V. Gläser	Quarz	2,1—3,0	400—440	[28]
	Pyrex	2,3	400	[25]
	Hartglas 637h	2,3	340	[28]
	Weichglas	3,1	400—440	[28]

[1]) Siehe Literaturverzeichnis II.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

bei geringer Dunkelemission zeigen. Solche Stoffe finden wir ausschließlich bei Halbleitern und Isolatoren, doch gilt dies nicht allgemein, da es auch solche gibt, deren Ausbeute die der Metalle nur wenig übertrifft (Tafel 1).

Für technische SEV spielen nur die sog. zusammengesetzten Schichten und die intermetallischen Verbindungen (vgl. Tafel 1 und Bild 5) eine Rolle, insbesondere die zusammengesetzten Schichten vom Typ Silber Cäsiumoxyd Cäsium Ag-Cs_2O, Cs sowie die intermetallischen Verbindungen

Cäsium-Antimon	Cs_3Sb
Silber-Magnesium	Ag-Mg
Kupfer-Beryllium	Cu-Be
Silber-Beryllium	Ag-Be

einschließlich der entsprechenden Aufdampfschichten.

3. Wirkungsweise, Aufbau und technische Ausführungsformen von SEV

Im allgemeinen versteht man unter SEV solche Verstärkeranordnungen, bei denen die aus Fotokatoden durch Lichteinstrahlung ausgelösten Elektronen auf geeignet präparierte Schichten mit solcher Energie auftreffen, daß aus diesen weitere Elektronen frei gemacht und emittiert werden (Sekundärelektronen) (Bild 6.1). Diese Sekundärelektronen werden erneut beschleunigt und treffen auf eine zweite sekundäremittierende Schicht auf, so daß dort je Elektron erneut mehrere Elektronen ausgelöst werden. Dieser Vorgang wiederholt sich von Stufe zu Stufe, bis schließlich an der letzten Elektrode, der Anode, ein vielfach größerer Strom als der primäre auftrifft. Grundsätzlich unterscheidet man zwischen dynamischen und statischen SEV.

Bei dynamischen Vervielfachern [56], [79], [145], [127], [142], [143] nehmen die Elektronen ihre Energie aus einem mit kleiner Amplitude wechselnden Feld auf. Diese Pendel-Vervielfacher haben indessen keine praktische Bedeutung erreicht [79]. Eine Variante des dynamischen Vervielfachers ist von *Okabe* [141] angegeben worden. Neuerdings wird von *Greenblatt* [69] ein dynamischer Vervielfacher für 3000 MHz beschrieben, der als Gamma-Zähler Verwendung finden soll.

Bei statischen Vervielfachern wird in mehrfacher Hintereinanderschaltung von Einzelstufen und entsprechend unterteilter Beschleunigungsspannung eine möglichst optimale Ausbeute und Verstärkung erzielt. Erste Ausführungen stammen von *Jarvis* und *Blair* [98], *Farnsworth* [55] und *Kubetzky* [111].

Je nach den Führungsfeldern unterscheidet man bei den statischen SEV zwischen elektrostatisch und magnetisch fokussierten Vervielfachern[1]).

Bild 6 zeigt eine schematische Übersicht über die Bauformen von statischen Vervielfachern, bei denen man nach Art der Elektroden zwischen Netz-, Platten- und Jalousievervielfachern unterscheidet[2]).

SEV werden in der Deutschen Demokratischen Republik vom VEB Carl Zeiß, Jena[3]), und vom VEB Werk für Fernmeldewesen WF, Berlin, in Westdeutschland von der Fernseh-GmbH und der Firma Maurer hergestellt.

[1]) Fotozellen mit einstufiger Verstärkung haben praktisch wenig Bedeutung [66], [97], [174], [106].
[2]) Man unterscheidet neuerdings bei elektrostatischen SEV oft auch zwischen unfokussierten und elektrostatisch fokussierten Vervielfachern [130]. Zu den unfokussierten zählen die Netz- und Jalousievervielfacher, zu den fokussierten die verschiedenen Arten der Plattenvervielfacher.
[3]) Konstruktions- und elektrische Daten der Plattenvervielfacher waren dem Verf. bisher nicht zugänglich.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

3.1 Netzvervielfacher

Der Netzvervielfacher ist zuerst von *Weiß* angegeben [194], [192] und von der Reichspost-Forschungsanstalt, AEG [106], Telefunken und Fernseh-AG [75], [72] übernommen und weiter entwickelt worden. Beim Netzvervielfacher (Bild 6/1, 2, 3) treffen die aus der Fotokatode ausgelösten Elektronen auf eine Netzelektrode, die so präpariert ist, daß zwei und mehr Sekundärelektronen je Primärelektron aus-

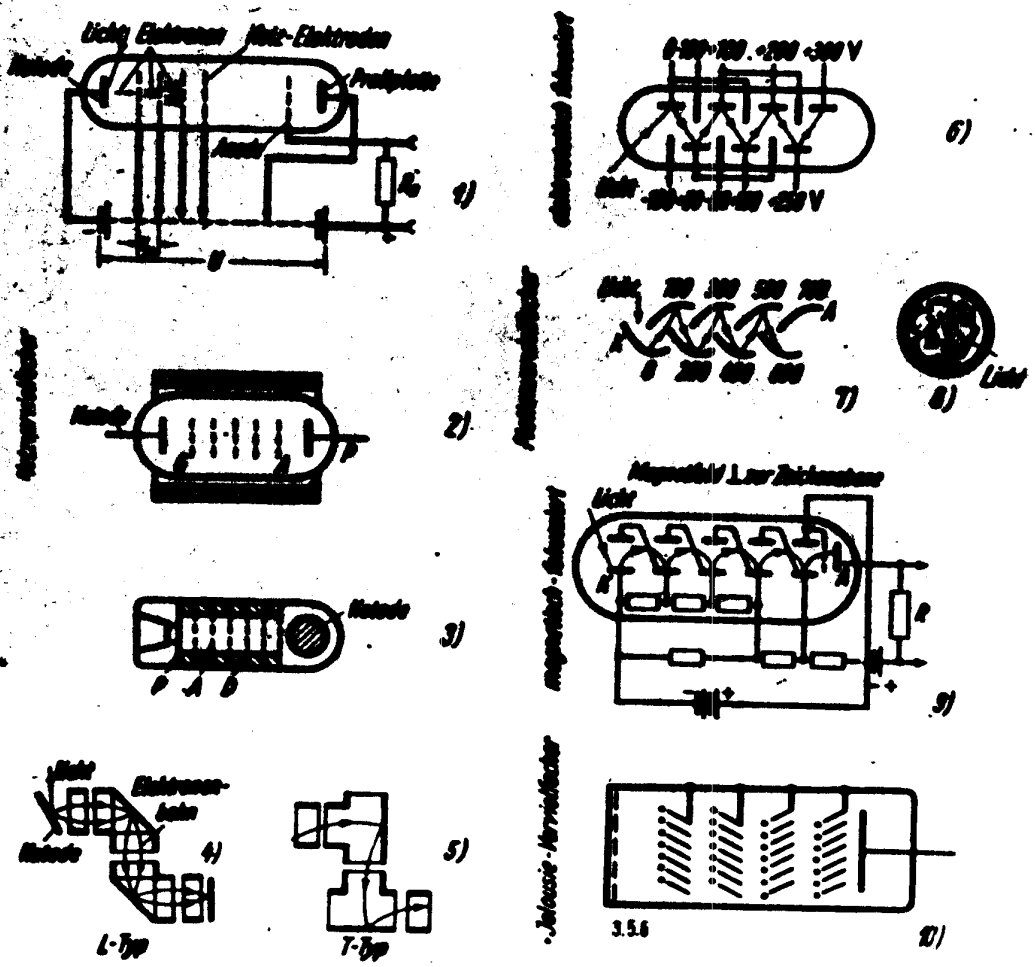


Bild 6. Verschiedene Bauformen von statischen Sekundärelektronen-Vervielfachern
1 ··· 3 Netzvervielfacher; 4 ··· 9 Plattenvervielfacher; 10 Jalousievervielfacher

gelöst werden. Da die jeweils folgende Netzelektrode auf höherem Potential liegt als die vorhergehende, so werden die Elektronen jeweils auf die nächste Netzelektrode beschleunigt. Als letzte SE-emittierende Elektrode dient die sog. Prallplatte, als Anode ein weitmaschiges Netz, das zwischen Prallplatte und letztem Netz angeordnet ist. Die Netzelektroden bestehen aus feinmaschigem Netz mit 4000 bis 10000 Maschen je cm², das Anodennetz aus 20 bis 50 Maschen je cm² [106]. Die Netze sind ähnlich dem Elektrodensystem einer Katodenstrahlröhre aufgebaut.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Bild 7 und 8 zeigen [illegible] 100 mm, Gesamtlänge 260 mm. Netzdurchmesser [illegible] vier Glimmerstreifen bzw. an vier Keramikstäben ganz [illegible] strahlrohre aufgebaut. Die Abstände der einzelnen Elektroden betragen hierbei nur etwa 5 mm.

Bild 7. Sekundär[illegible] Vervielfacher der [illegible] (Baujahr 1945)

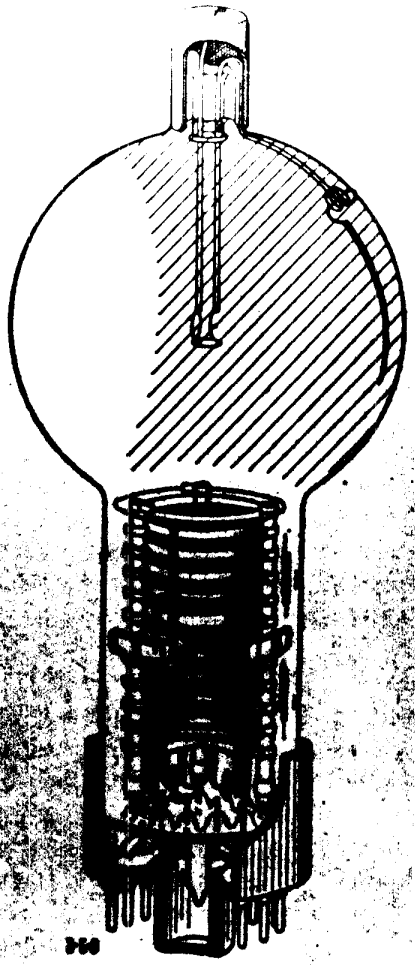


Bild 8. Konstruktiver Aufbau des AEG-Vervielfachers (Baujahr 1945) (ähnlich aufgebaut ist der SEV von Telefunken)

Bild 9 zeigt einen 18stufigen **Vervielfacher nach *Hartmann*** [72], [75], [73], [74] (Durchmesser 20 mm, Gesamtbaulänge 150 mm, Netzdurchmesser 10 mm). Zur Verbesserung der Isolation sind die **Netz- und Absaugelektroden jeweils getrennt** ausgeführt. Um eine bessere Fokussierung bzw. Konzentration der Elektroden zu gewährleisten, sind die ersten Netze nach Art einer Kugelkalotte gewölbt [72], [113].

Der Netzvervielfacher nach *Weiß* hat zwar den Vorteil eines relativ einfachen Aufbaues, jedoch den Nachteil, daß die SE-Ausbeute je Elektrode kleiner und damit die Gesamtverstärkung bei gleicher Stufenzahl geringer ist als bei den Platten-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

vervielfachern. Dies ist der Grund, weshalb die Netzvervielfacher immer mehr an Bedeutung verlieren. Zudem hat sich gezeigt, daß für höchste Ansprüche die Isolation nicht genügt. Deshalb sind vom VEB Werk für Fernmeldewesen WF, Berlin-Oberschöneweide, Vervielfacher entwickelt [46] und gebaut worden, bei denen die

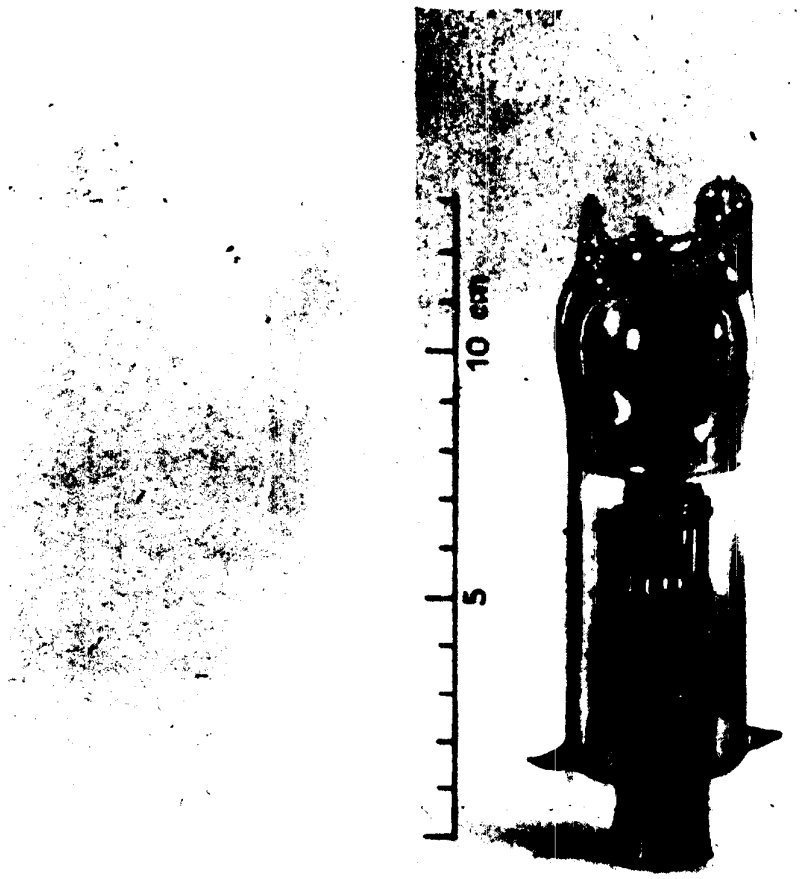


Bild 9. Sekundärelektronen-Vervielfacher der Fernseh-AG.

Isolationswege durch besondere Elektrodendurchführungen vergrößert wurden. Die einzelnen Netze werden getrennt herausgeführt und die Durchführungen mit möglichst langen und engen Glaskapillaren versehen, die mit der Durchführung verblasen und durch kleine und gut abgerundete Metallscheiben abgedeckt werden

Tafel 2. Netzvervielfacher des VEB Werk für Fernmeldewesen WF, Berlin

Typ	Gesamtverstärkung V	U_S	Katodenempfindlichkeit	J_D	C pF	Fotokatodendurchmesser
2740 11stufig	10⁵	150 V	20 μA/lx	10^{-8} A	3,5	20 mm

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

(Bild 10). Derartige hochisolierende Durchführungen wirken sich auch auf die Eigenschaften von Vakuum-Fotozellen sehr günstig ausgewirkt.

Ein Nachteil des SEV nach Bild 7 ist, daß die Fotokatode nur einen Teil des Katodenkolbens bedeckt, damit ein Lichteintrittsfenster bleibt. Das Potential dieser freien Fläche bleibt somit unbestimmt, so daß Wandladungen zu Abweichungen vom idealen Feldverlauf führen. Dieser Nachteil wird vermieden, wenn man

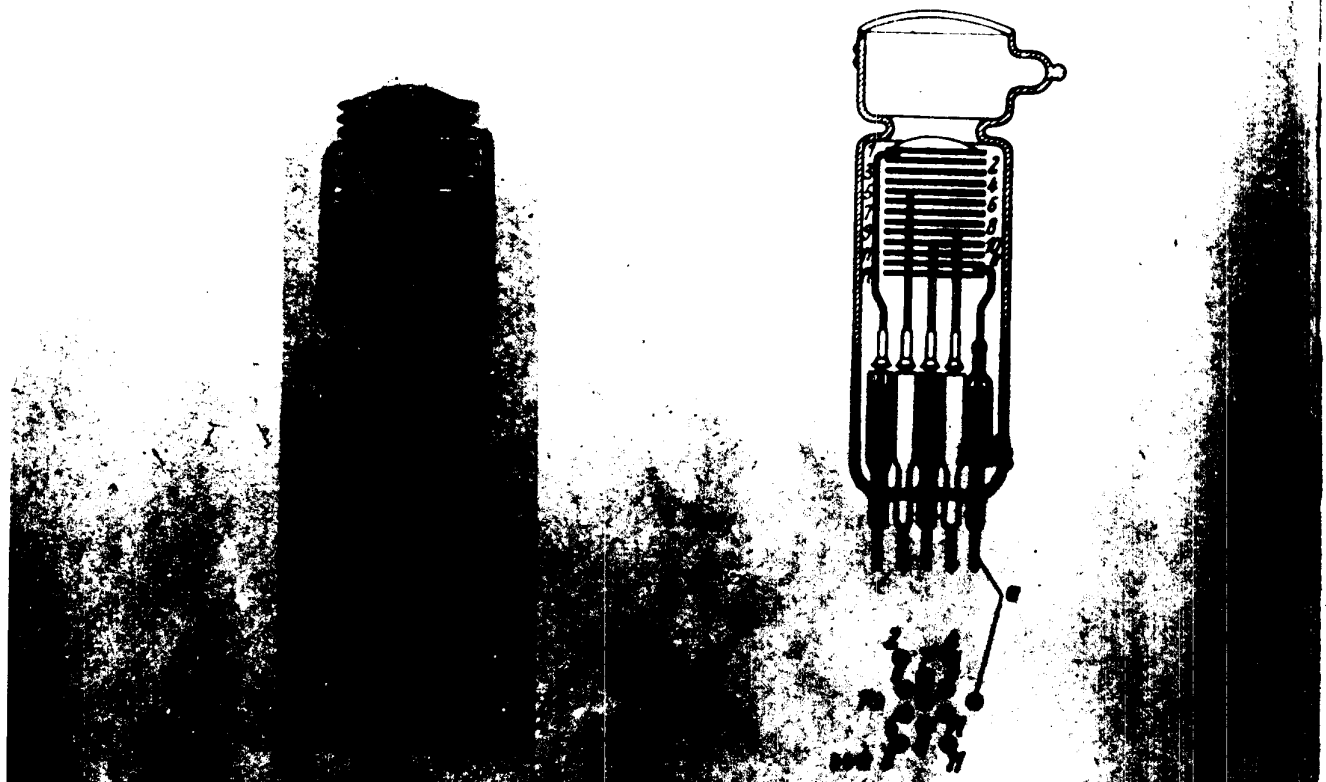


Bild 11. Aufbau eines Netzverv[illegible] mit großflächiger Durchsichts-Fo[illegible]

nach Bild 11 wählt. Katode und erstes N[illegible] bei dem die Fokussierung vom Einfa[illegible]. Ebenso ist auch der Weg der Elektronen vom Ort des L[illegible] bis zur [illegible]elektrode vom Einfallswinkel unabhängig. Dieser SEV besitzt prinzipiell eine auf der gesamten wirksamen Fläche gleichmäßige Empfindlichkeit. Die Potentialverteilung im Katodenraum ist durch die Innenmetallisierung stets eindeutig bestimmt.

3.2 Plattenvervielfacher

Eine bessere Ausnutzung der Sekundärelektronen (bis etwa 95 %) gegenüber den Netzvervielfachern (etwa 60 %) erzielen die Plattenvervielfacher mit elektronenoptischer Fokussierung. Heute sind drei Formen üblich: der Schaufelvervielfacher

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

gestreckter Bauart nach *Raychman* und *Zworykin*, der Platten-SEV mit kreisförmig angeordneten Elektroden nach *Raychman* und *Snyder* und der Kästchen-SEV nach *Larson* und *Salinger*.

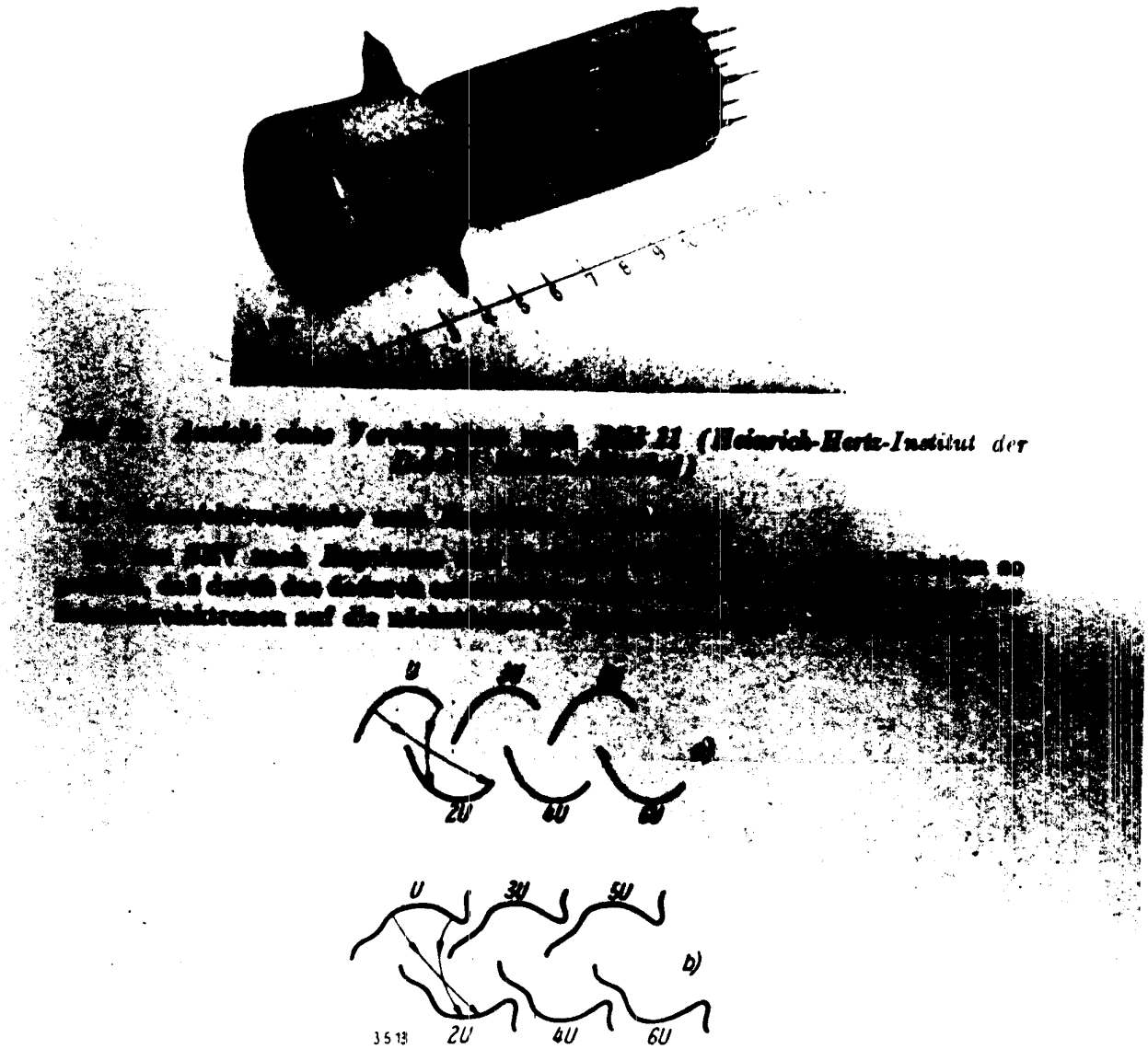


Bild 13. Elektrodenanordnung des linearen Plattenvervielfachers
a) erstes Entwicklungsmuster (*Zworykin-Raychman* [201]); b) neueres Modell mit verringerter Laufzeitstreuung [134]

[188]. Eine ähnliche Anordnung ist von *Winans* und *Pierce* [197] angegeben worden [163]. Für spezielle Anwendungen ist die Form der Prallplatten so geändert, daß von jeder Stelle der Prallplatte aus auf die nächste gleichlange Elektronenbahnen erzielt werden, um die Streuungen in den Laufzeiten der Sekundärelektronen gering

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Vervielfacher nach Zworykin der RCA (Radio Corporation of America)

	931 A[2])	1 P 21[5])	1 P 22	1 P 28[3])	5819[1]) [4])	6199	6217	H-5037[6])	H-4646
[illegible]	9	9	9	9	10	10	10	10	16
[illegible]	1,9	1,9	1,9	1,9	11,0	7,9	11,4	60,0	2,9
[illegible]	0,4	0,4	0,42	0,34	0,35	—	—	—	—
[illegible]	0,7	0,7	0,8	0,7	0,7	0,7	—	—	—
[illegible]	10	40	3	15	40	40	40	30—50	40
[illegible]	10^6	$2 \cdot 10^6$	$2 \cdot 10^5$	10^6	$6 \cdot 10^5$	$6 \cdot 10^5$	$6 \cdot 10^5$	10^6	10^9 bei 2 kV
[illegible]	1,25	1,25	1,25	1,25	1,25	—	—	1,0	—
[illegible]	1,0	0,1	1,0	0,5	0,75	—	—	—	200
[illegible]	0,10	0,1	0,25	0,1	0,05	—	—	—	—
[illegible]	—	$1{,}25 \cdot 10^{-15}$	—	$6 \cdot 10^{-14}$	$3{,}4 \cdot 10^{-14}$	$3{,}2 \cdot 10^{-14}$	$4 \cdot 10^{-13}$	—	—
[illegible]	—	$5 \cdot 10^{-13}$	—	$7 \cdot 10^{-12}$	$2 \cdot 10^{-11}$	$4 \cdot 10^{-13}$	$4 \cdot 10^{-11}$	—	—
[illegible]	—	$2 \cdot 10^{-17}$	—	$1{,}4 \cdot 10^{-16}$	$8 \cdot 10^{-16}$	$1{,}6 \cdot 10^{-16}$	$1{,}6 \cdot 10^{-15}$	—	—
[illegible]	4	4	4	4	5	—	—	—	—
[illegible]	6,5	6,5	6,5	6,5	8	—	—	—	—

[illegible] Typ 5819 und unterscheiden sich nur [illegible] Empfindlichkeit der Fotokatode.
[illegible] nicht mehr hergestellt [21], [22].
[illegible] [8]. [9].

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3
Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

zu halten [130], [183]. Bild 13 zeigt diese neuere Ausführung. Bei dieser Konstruktion wird verhindert, daß die in der Nähe der Anode ausgelösten Ionen auf die Katode gelangen können. Damit wird verhindert, daß bei höherer Stufenspannung der Ionenstrom unzulässig hoch ansteigt bzw. daß bei Impulsbetrieb die Satellitenimpulse stärker in Erscheinung treten [115].

Ebenfalls als Schaufelvervielfacher wurde der von *Philips* [188] sowie der von der Technischen Hochschule Zürich entwickelte 18stufige Vervielfacher [166], [167] ausgeführt.

8.22 *Plattenvervielfacher mit kreisförmig angeordneten Platten*

Bei dem Plattenvervielfachern nach *Raychman* und *Snyder* [153] sind die Prallplatten so ausgebildet und kreisförmig angeordnet, so daß eine geschlossene Bau-

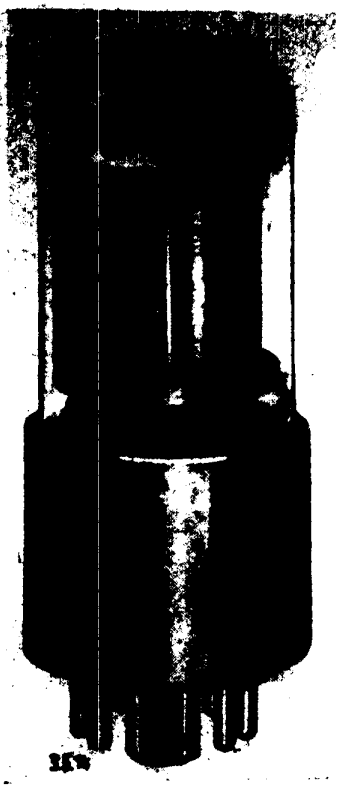


Bild 14. Plattenvervielfacher der RCA neuerer Bauart nach Raychman und Snyder

weise des SEV erzielt wird (Bild 6.8). Dieser Vervielfachertyp [2] wird von der RCA mit verschiedenen Fotokatoden [130] unter den Typenbezeichnungen 931 A, 1 P 21, 1 P 22 und 1 P 28 hergestellt (Tafel 3). Er hat die Abmessungen einer normalen Rundfunkröhre (Bild 14). Die sekundäremittierenden Schichten sind vorwiegend Cs-Sb-Schichten. Bei den RCA-Vervielfachern 5819, 7140, H-5037 wird das gleiche System benutzt, nur befindet sich die Fotokatode als Durchsichtskatode auf einer Kugelkalotte, wobei die Fotoelektronen auf die Beschleunigungselektrode des Vervielfachers fokussiert und beschleunigt werden (Bild 15) [70].

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Die RCA-Type 4646 ist ein 16stufiger SEV [70], der bei 10^9-facher Verstärkung (Gesamtspannung etwa 2 kV) mit einer Laufzeitstreuung von nur $5 \cdot 10^{-9}$ s einen raumladungsfreien Anodenstrom von 200 mA abzugeben imstande ist. Unfokussierte SEV haben naturgemäß eine größere Laufzeitstreuung [3].

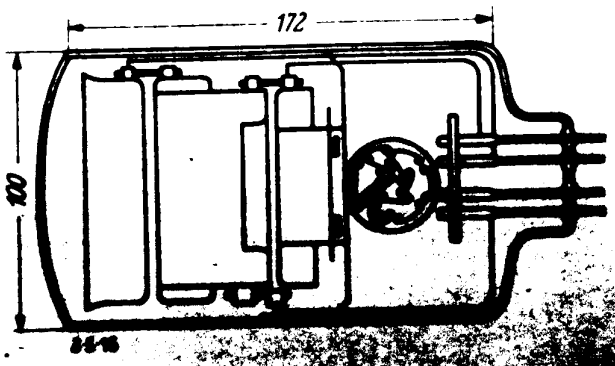


Bild 16. RCA-Vervielfacher Typ

3.3 Kästchenvervielfacher nach

Das Bild 16 zeigt Anordnung und Aufbau des
Die Kästchen bestehen aus Silberblech. Die
Ag-Cs_2O-Ag-Schichten, die auf den inneren Silberblechb
der Fotokatodenherstellung bekannten Verfahren präpariert wurden.
stabe der einzelnen Kästchen sind mit Glas verschmolzen, so daß die
von Elektrode zu Elektrode 5 bis 10 mm betragen. (Typen vgl. Tafel 4.)

3.4 Jalousie-Vervielfacher

Beim Jalousievervielfacher [13], [112], [176] ist versucht worden, die Vorteile
der Prallkreuzer mit dem einfachen Aufbau des Gitter- bzw. Netzvervielfachers dadurch zu kombinieren, daß die einzelnen Elektroden nach Art einer
[illegible] schräggestellten
[illegible], das jeweils auf dem gleichen
[illegible]. Das Netz ist notwendig, weil sonst die
[illegible] durch das Verzögerungsfeld, das die vorher-
[illegible], auf die Platte zurückgelenkt werden würden. Das Netz
[illegible] emittierende Oberfläche elektrostatisch ab, so daß die emittierten
[illegible] vom schwachen Beschleunigungsfeld durch das folgende Netz hin
auf die nachfolgende Jalousie beschleunigt werden. Ein Teil der Elektronen
zwar durch diese Netze abgeschirmt, doch ist dieser Anteil geringer als
rückdiffundierenden Elektronen, die ohne Netze auftreten würden.

Ein Vorteil der Jalousieanordnung ist, daß die positiven Ionen
der Jalousie und nicht die empfindliche Emissionsfläche
zwischen den Jalousieelektroden entstehenden Ionen
unschädlich. Die feinmaschigen Netze verhindern überdies, daß
diese in ihrer Wirkung beeinträchtigen können.

[illegible] und Entwicklungs-Laboratorium für Elektronik und
[illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

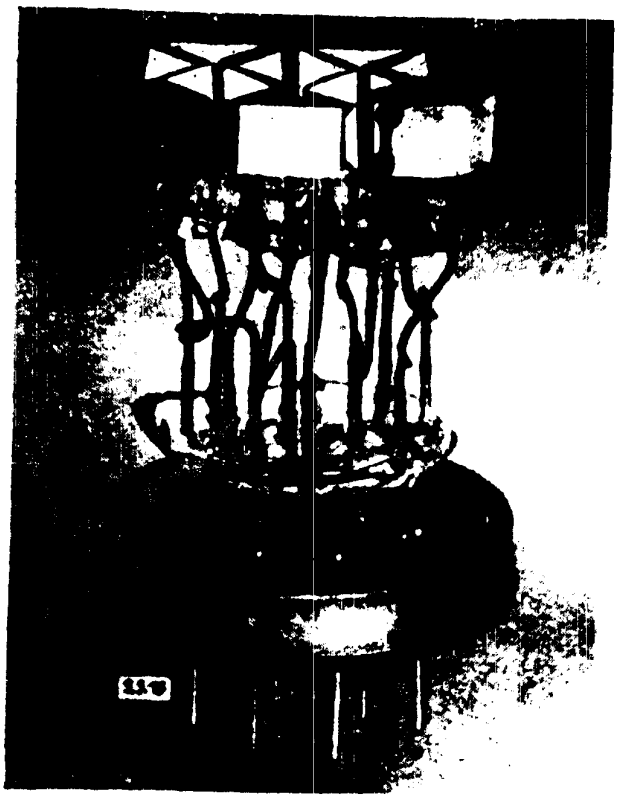


Bild 16. ***Kästchenvervielfacher*** *der Fa. Maurer, Kohlberg*

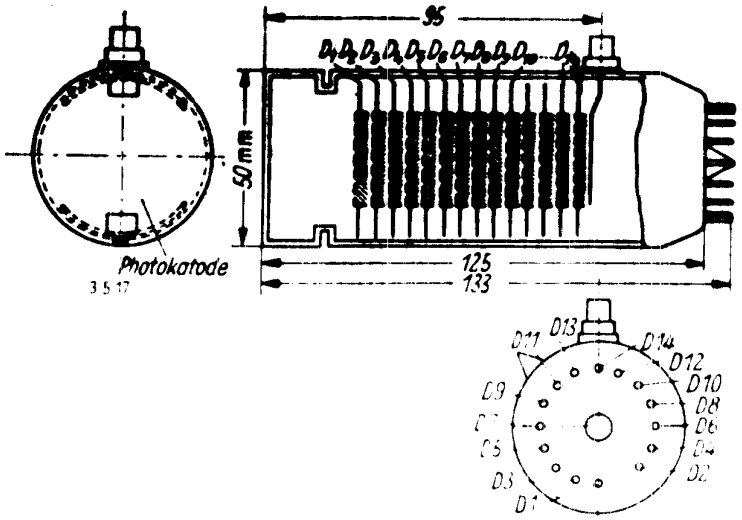


Bild 17. Elektroden-Anordnung eines EMI-Jalousie-Vervielfachers Typ 6262 (VX 5047)

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Tafel 1. Kaskadenvervielfacher der ***Firma Maurer, Kohlberg***

	VpA 69 c	VpA 69 d	VpA 69/c	VpG 69	VpA 72/e	VpA 72/d
Anzahl der Stufen	11	11	11	11	8	8
Nutzbare Größe der Fotokatode [mm²]	5,5 · 5,5	5,5 · 5,5	5,5 · 5,5	5,5 · 5,5	5,5 · 5,5	5,5 · 5,5
Verstärkungsfaktor V_{max}	10^6	10^7	10^7	$5 \cdot 10^6$	10^4—10^5	10^4—10^5
Gesamtspannung [kV]	1,2	1,8	2,1	2,2	1,2	1,4
Stufenspannung V_s [V]	60—150	60—150	60—150	60—150	60—150	60—150
Anodenstrom I_{max} [mA]	0,5	0,5	0,5	0,5	0,2	0,2
Anodenstrom im Impulsbetrieb [mA]	10	10	10	10	5,0	5,0
Dunkelstrom der Fotokatode [A]	10^{-9}—$5 \cdot 10^{-11}$	$5 \cdot 10^{-11}$—10^{-12}	10^{-12}—10^{-13}	10^{-13}—10^{-14}	10^{-9}—$5 \cdot 10^{-11}$	$5 \cdot 10^{-11}$—10^{-12}
Kleinster nachweisbarer Fotostrom (Rauschstrom) [A]	$5 \cdot 10^{-13}$	$5 \cdot 10^{-14}$	$5 \cdot 10^{-15}$	10^{-15}	—	—
Kleinster nachweisbarer Fotostrom bei einer Bandbreite [A]	10^{-16}	10^{-17}	10^{-18}	10^{-18}	—	—
Kapazität Anode	ungesockelt: 4 pF gesockelt: 8 pF im Gehäuse: 11 pF					

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Tafel 5). Jalousie-Vervielfacher nach Sommer und Türk [31] und Rodda [26] der EMI (Electric Musical Industries Ltd.) [7]*

EMI	4566	5060	5311	5659	6260	6262
Anzahl der Stufen	9	11	11	11	11	14
Nutzbare Größe der Fotokatode [cm²]	20	0,7	5	0,7	4,8	5 u. 16
Maximum der spektralen Empfindlichkeit der Fotokatode [μ]	0,4	0,48	0,48	0,42	0,47	0,46
Langwellige Grenze der Fotoempfindlichkeit [μ]	0,68	0,68	0,68	0,65	—	—
Mittlere Empfindlichkeit der Fotokatode bei $T_f = 2870°$ K [μA lm]	40	20	20	20	20	20
Verstärkungsfaktor bei 160 V Stufenspannung	10^9	10^7	10^7	10^7	10^7	$5 \cdot 10^8$
Gesamtspannung [kV]	1,5	—	—	—	—	—
Anodenstrom [mA]	1,0	1,0	1,0	—	—	—
Dunkelstrom [μA]	0,02	0,01	0,1	—	—	—
Dunkelstrom der Fotokatode [A]	—	$< 10^{-15}$	$< 10^{-14}$	$< 10^{-15}$	$< 10^{-14}$	$< 10^{-14}$
Kapazität Gesamtsystem [pF]	—	8	8	< 8	< 8	< 8

Die SEV EMI 6255 und 6256 sind 11stufige SEV mit Quarzfenster für das ultraviolette Spektralgebiet bis 2000 Å. Für alle SEV ist eine maximale Stufenspannung von 160 V zugelassen.

*) Literatur siehe Literaturverzeichnis II.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

beim Netzvervielfacher gestattet auch der Jalousievervielfacher den bequemen Aufbau einer Vielzahl aufeinanderfolgender Stufen. So wurden bisher bis zu 19stufige Jalousievervielfacher aufgebaut [113].

Jalousievervielfacher werden in der Regel mit 11 Stufen gefertigt. Die Jalousien sind auf Trägern aufgeschweißt, die ihrerseits auf Haltestreben, ähnlich wie dies bei Systemen von Katodenstrahlröhren der Fall ist, aufgebaut sind. Als Abstandsstücke dienen Glasröhren, die auf die Haltestäbe aufgeschoben werden. Bei 165 V Stufenspannung (entsprechend einer Gesamtspannung von 2 kV) beträgt die Verstärkung etwa 10^7 (vgl. Tafel 5). Die Fotokatoden sind durchweg halbdurchlässige Schichten auf Planscheiben mit verschiedenen Durchmessern. Die Empfindlichkeit der Durchsichtskatoden beträgt im Mittel etwa 30 µA/lm.

Bei dem beschriebenen Aufbau ist nachteilig, daß die sich an der entsprechenden Rohrwand ebenfalls bildende Fotoschicht gleichfalls [illegible] emittiert, die nicht verstärkt sind. Auch die Rückwirkung der an den [illegible] reflektierten Strahlung auf die Fotokatode ist unerwünscht. Diese [illegible] werden durch einen metallischen Ring, der an das Glasrohr angeschmolzen bzw. durch einen zylindrischen Rohrkörper, der auf die erste Elektrode aufgesetzt wird, verhindert.

4. Eigenschaften der technischen SEV

4.1 Fotokatoden

Der Grundvorgang bei Fotokatoden besteht darin, daß aus bestimmten, im Vakuum mit Licht bestrahlten Metallen und Halbleitern Elektronen abgelöst und emittiert werden, wobei jedes absorbierte Lichtquant höchstens 1 Elektron freimachen kann. Für die Ausbeute an Fotoelektronen kann daher ein oberer Grenzwert angegeben werden, der dann erreicht wird, wenn jedes einfallende Lichtquant 1 Elektron ablöst. Dieses sog. Quantenäquivalent wird bei technischen Fotokatoden niemals erreicht.

Für SEV kommen als Fotoschichten nur dünne Schichten bestimmter Halbleiter in Frage, bei denen die Ausbeute in Abhängigkeit von der Wellenlänge des eingestrahlten Lichtes ein mehr oder weniger ausgeprägtes Maximum bzw. auch mehrere Minima und Maxima erreicht. Als Fotokatoden werden heute in SEV fast ausschließlich sowohl Schichtkatoden (zusammengesetzte Fotokatoden) vom Typ Silber-Caesiumoxyd oder Silber-Caesium und sog. Legierungskatoden, die intermetallische Verbindungen von Wismut und Antimon mit den Alkalimetallen [illegible] vom Typ Cs_3Sb.

In [illegible] SEV werden sowohl kompakte Aufsichtskatoden als auch Durchsichtskatoden verwendet. Die Eigenschaften [illegible] der Tafel 6 zusammengestellt. Die Cs_3Sb-Katoden [illegible] empfindlichsten der heute bekannten Fotokatoden. [illegible] Antimon-Katoden scheinen wegen ihrer geringen thermischen [illegible] Bedeutung zu erlangen.

Der Nachweis kleiner Fotoströme wird durch die thermische Emission und die bei hohen Feldstärken auftretende Feldemission begrenzt.

Die thermische Emission der Fotokatode kann durch Kühlung wesentlich herabgesetzt werden [82], [83] so wird beispielsweise durch Kühlung einer Cs_3Sb-Katode

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

mit Trockeneis [etwa −80° C] die thermische Emission auf etwa 1 % derjenigen bei Zimmertemperatur herabgesetzt).

Die Feldemission spielt bei den normalerweise auftretenden Feldstärken von 10^2 bis 10^3 V/cm keine Rolle, sofern man beim mechanischen Aufbau zu kleine Radien und vor allen Dingen scharfe Spitzen sorgfältig vermeidet und alle Spannung führenden Teile gut verrundet.

Tafel 6. Kennwerte von Fotokatoden

Katodentyp	Spektrale Empfindlichkeit: Maximum μ	Spektrale Empfindlichkeit: langw. Grenze μ	Mittlere Empfindlichkeit μA/lm	Thermische Emission A/cm²	Quantenausbeute %
A. Zusammengesetzte Katoden:					
(Schichtkatoden)					
(Ag)-Cs_2O, Cs-Ag (Silberoxyd-Cäsium)	0,75—0,8	1,2—1,4	25—40	10^{-10}—10^{-15}	0,1—1
(Ag)-Ag_2O, Rb (Silberoxyd-Rubidium)		0,95	6—10		
B. Legierungskatoden:					
Cs_3Sb (Cäsium-Antimon)	0,45	0,67	30—70	10^{-13}—$2\cdot10^{-16}$	1—10
Cs_3Bi-O (Cäsium-Wismut mit Sauerstoff)	0,46[1]	0,8	10—20		
Cs_3Sb-Cs, Bi (Cäsium-Antimon-Wismut)	0,45	0,8	20—70		
Li_3Sb (Lithium-Antimon)		0,57	5—20	10^{-17}	

Nicht vermeidbar sind die natürlichen statistischen Schwankungen des Fotostromes. Für den Fall der Sättigung ist das mittlere Schwankungsquadrat $(\overline{\Delta i})^2$ des Fotostromes I_a für Wechselbelichtung

$$\overline{\Delta i^2} = 2\, e\, I_a\, \Delta f \quad [\mathrm{A}^2].$$

I_a mittlerer Fotostrom;
Δf benutztes Frequenzband;
e Elementarladung.

Bei Gleichlicht steht an Stelle von $2\,\Delta f$ die reziproke Zeitkonstante des Meßgerätes.

Bei allen Vakuum-Fotokatoden ist die Anzahl der bei Belichtung aus der Fotokatode austretenden Elektronen dem Lichtstrom streng proportional (kleine Belichtungsintensitäten, gut ausformierte und gealterte Schichten vorausgesetzt). Eine zwischen Katode und Anode angelegte Saugspannung sorgt dafür, daß möglichst alle Fotoelektronen die Anode bzw. die erste Elektrode des Vervielfachers erreichen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

4.2 Verstärkungsfaktor

Der Verstärkungsfaktor V (= Gesamtvervielfachung = Verhältnis des Ausgangsstromes zum Fotostrom) eines n-stufigen SEV ist

$$V = (\alpha_1 \delta_1)\,(\alpha_2 \delta_2)\,(\alpha_3 \delta_3) \cdots (\alpha_n \delta_n)\,. \tag{1}$$

$\delta_{1,2,\ldots}$ Ausbeutefaktoren je Stufe;
$\alpha_{1,2,\ldots}$ Wirkungsgrad je Stufe ($\alpha = 1$ bedeutet, daß alle Elektronen die nächstfolgende Elektrode erreichen).

Beträgt bei einer Katodenempfindlichkeit E [μA/lm] und einem auffallenden Lichtstrom Φ [lm] der Fotostrom i_p

$$i_p = E\,\Phi \quad [\mu\mathrm{A}];$$

dann ist der Anodenstrom I des SEV

$$I = V\,i_p = V\,E\,\Phi \quad [\mu\mathrm{A}].$$

Sind die Ausbeutefaktoren $\delta_{1,2,\ldots}$ je Stufe gleich δ, dann ist

$$I = \alpha\,\delta^n\,E\,\Phi \quad [\mu\mathrm{A}]. \tag{4}$$

Δ hangt aber von der Geschwindigkeit der Elektronen und damit von der Stufenspannung ab, d. h. die Gesamtverstärkung V ist noch abhängig von der Aufteilung der Gesamtspannung U auf die n Stufen.

Im normalen Arbeitsbereich (Stufenspannung U_{St} von 40 bis 200 V) des SEV besteht bei jeweils gleicher Spannung je Stufe zwischen der Stufenspannung U_{St} und der Gesamtverstärkung V ein exponentieller Zusammenhang:

$$V = \mathrm{const} \cdot U_{St}^{\beta} = \mathrm{const} \cdot U^{\beta}\,.$$

Dabei ist für 7stufige SEV $\beta \sim 2{,}5$ und für 11stufige $\beta \sim 3$ bis 5.

Die Verstärkung wird somit durch eine Spannungsänderung exponentiell beeinflußt, d. h. die Nachweisgrenze zur Messung kleinster Lichtströme kann auch durch die „Welligkeit" $\frac{\Delta U}{U}$ der Gesamtspannung bedingt sein.

Näherungsweise gilt

$$\frac{\Delta V}{V} = n\,\frac{\Delta U}{U}\,.$$

n = Stufenzahl des SEV.
Bei einem 11stufigen SEV würde also eine Spannungsänderung von 1 % eine Verstärkungsänderung von 11 % bewirken.

Dunkelstrom

Der Dunkelstrom eines SEV hat verschiedene Ursachen, und zwar setzt er sich aus

dem temperaturabhängigen Isolationsstrom,
dem positiven Ionenstrom der Restgase,
der thermischen Emission der Fotokatode und der SE-Schichten, und
dem temperaturunabhängigen Feldemissionsstrom

zusammen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Eine hohe Isolation kann sowohl durch konstruktive Maßnahmen als auch durch geeignete Wahl der Schichten und ihre Herstellung erreicht werden. Um den Ionisationsstrom der Restgase gering zu halten, ist bestes Vakuum, notfalls eine abschließende Getterung, erforderlich.

Die thermische Emission der Fotokatoden und der SE-Schichten ist nur durch geeignete Wahl der Katoden beeinflußbar, sofern man keine zusätzliche Kühlung vorsehen will.

Um die temperaturunabhängigen Feldemissionseffekte klein zu halten, ist ein sehr sorgfältiger Aufbau der Vervielfacherstufen notwendig, vor allem muß darauf geachtet werden, daß an keiner Stelle spitze oder scharfe Kanten

4.4 Rauscheigenschaften der SEV

Die mit Rauschen bezeichneten Schwankungseigenschaften kommen durch zeitliche statistische Dichteschwankungen der Ladungsträgerzustände [169 ... 99], [140], [159], wobei für die Dichteschwankungen verschiedene Ursachen verantwortlich sind, und zwar

1. Schrotrauschen: Statistische Schwankung des Elektronenstromes;
2. Funkeleffekt: Spontane Änderungen der Fotokatodenemission;
3. Stromverteilungsrauschen: Statistische Schwankungen der Stromverteilung auf mehrere Elektroden;
4. Ionenrauschen: Wechselwirkung der Elektronen mit Gasmolekülen der Restgase durch Ionenemission hervorgerufenes Rauschen;
5. Isolationsrauschen: Statistische Schwankung der Isolation bzw. statistischer Anteil des Isolationsstromes;
6. Influenzrauschen: Wenn die Frequenz vergleichbar mit der Elektronenlaufzeit ist.

Für SEV kommen zwar prinzipiell die gleichen Rauschursachen in Frage, doch können in dieser Zusammenfassung die Effekte 2, 4 und 6 vernachlässigt werden. Während sich bei Elektronenröhren der Isolationseffekt verhältnismäßig leicht vermeiden läßt, spielt er bei SEV eine nicht immer vernachlässigbare Rolle (vgl. Abschnitt 4.3).

Zum Schroteffekt der Fotokatode tritt durch die Sekundäremission ein zusätzliches Rauschen auf, das dadurch entsteht, daß nicht genau ganzzeilige δ-Werte auftreten. Wir haben also bei SEV zwischen dem Schroteffekt des Fotostromes und dem Schroteffekt der Sekundäremission zu unterscheiden.

Für den Schroteffekt des (gesättigten) Fotostromes i_p gilt nach *Schottky* [169]:

$$\overline{\Delta i^2_{Schr}} = 2\,e\,i_p\,\Delta f, \tag{7}$$

e Elementarladung;
Δf Frequenzintervall (Bandbreite).

Für den Schroteffekt des Sekundäremissionstromes [106] kann eine analoge Beziehung abgeleitet werden. Es ist

$$\overline{\Delta i^2_{SEV}} = V^2\,\overline{\Delta i^2_p} + V^2\,\overline{\Delta i^2_p}\,b\,\frac{1 - 1/V}{1 - 1/\delta}. \tag{8}$$

Da die Gesamtverstärkung $V \gg 1$, so ist

$$\overline{\Delta i^2_{SEV}} \approx V^2\,\overline{\Delta i^2_p} + V^2\,\overline{\Delta i^2_p}\,b\left(\frac{\delta}{\delta - 1}\right). \tag{9}$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Der Rauschanteil [illegible] und zwar dem Rauschanteil des Primärstromes [illegible] Sekundärelektronenstrom, das daher kommt, daß nicht alle auftreffenden Elektronen gleich viele Sekundärelektronen auslösen. Dieser zusätzliche Rauschanteil des Sekundärstromes ist überdies von der Ausbeute δ abhängig, und zwar wird er um so kleiner, je größer der Ausbeutefaktor δ ist.

4.5 Signal/Rausch-Verhältnis

Die Güte eines Vervielfachers ist bei Verwendung von Wechsellicht im allgemeinen durch den Signal/Rausch-Quotienten (S/N)[1]) bestimmt, der unter Vernachlässigung des Dunkelstromrauschens und der Flackereffekte allgemein gegeben ist durch

$$(S/N)^2 = \frac{i_S^2}{\overline{\Delta i_{SEV}^2}}. \tag{10}$$

i_S Anodenstrom bei Belichtung;

$\overline{\Delta i_{SEV}^2}$ (mittleres) Rauschstrom-Quadrat (vgl. Abschn. 4.4).

Da $i_S = i_p V$ [A], wenn i_p primärer Fotostrom [A] und $i_p = \Phi E$ [A], wenn Φ Lichtstrom [lm] und E Katodenempfindlichkeit [A/lm], ist unter der einschränkenden Bedingung $b = 0$ nach (V. 9)

$$(S/N)^2 = \frac{\Phi E}{2 e \Delta f}. \tag{11}$$

Das Signal/Rausch-Verhältnis ist demnach vom Verstärkungsfaktor V unabhängig, steigt dagegen mit der Zunahme von Lichtstrom und Katodenempfindlichkeit. Soweit aus anderen Gründen nicht unmöglich, wird man daher stets Cs_3Sb-Katoden verwenden, deren hohe Stromausbeute das (S/N)-Verhältnis um mindestens den Faktor 2 gegenüber Ag-Cs_2O, Ag, Cs-Cs-Katoden erhöht. Da in der Regel mit optischer Abbildung gearbeitet wird, ist es selbstverständlich, für die Abbildung möglichst lichtstarke optische Anordnungen zu verwenden.

In der Regel arbeitet der SEV auf einen Arbeitswiderstand R mit nachgeschaltetem Verstärker. Beide besitzen ein Eigenrauschen, das das Signal/Rausch-Verhältnis zwar herabsetzen kann, im allgemeinen aber bei Verstärkungsfaktoren $V > 10^4$ gegenüber dem von der Fotokatode herrührenden Rauschanteil vernachlässigbar ist.

4.6 Ermüdungserscheinungen

Für die Anwendung der SEV spielt die Proportionalität des Vervielfacherstromes mit der Beleuchtungsstärke eine wichtige Rolle. Im Gegensatz zu älteren Untersuchungen [68], [106], [42] und [53] finden *Kortüm* und *Maier* [108], daß bei handelsüblichen SEV eine Proportionalität zwischen Beleuchtungsstärke und Vervielfacherstrom im allgemeinen nicht besteht und Abweichungen auftreten können, die die als normal angenommene Genauigkeit von 1 % um mehr als eine Zehnerpotenz überschreiten. Als Ursache für diese Abweichung wird bei Cs_3-Sb-Katoden der stets vorhandene Cs-Überschuß angenommen [119], der sich mit der Beleuchtungsstärke verändert. Bei zusammengesetzten Katoden wird die Ursache für diese

[1]) S = Signal; N = Noise = Rauschen.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Ermüdung darin gesehen, daß die bei der Fotoionisation gebildeten und noch nicht neutralisierten Alkali-Ionen in das Innere der Schicht abwandern [24], [146]. Eine weitere wichtige Rolle spielen — wie bereits erwähnt — die Raumladungserscheinungen und u. U. auch der Einfluß der Temperatur. Die Ermüdungserscheinungen sind auch von der Anodenbelastung abhängig [54], [83].

Anwendungen der SEV

Die SEV haben heute unbestritten eine große Bedeutung zum [illegible] von ultravioletter, sichtbarer und ultraroter Strahlung sowie [illegible] Nachweis von Korpuskular- und Gamma-Strahlung. Sie werden [illegible] Gebieten der Forschung und Technik verwendet.

[illegible] bereits eingangs erwähnten Anwendungsmöglichkeiten [illegible] Anordnungen beschrieben werden, bei denen mit relativ geringen [illegible] auch mit u. U. interessanten Varianten Fotozellen durch Vervielfacher ersetzt werden, wie dies beispielsweise in Densitometern [100], in [illegible] [27], in Spektrofotometern [42], [161], [24], in der Raman-Spektroskopie [illegible], [152], [126], in der Absorptions-Spektroskopie [99], in der Teilchenphysik [45] u. a. der Fall ist. Wir wollen uns hier vielmehr auf Anwendungen beschränken, die durch den SEV eigentlich erst zugänglich geworden sind.

Der SEV in der Astronomie

In der Astronomie haben die fotografischen Platten einen unumstrittenen Vorteil: die Schwärzung bekanntlich von Intensität und Zeit abhängt.

Der Vervielfacher ist auch in der Astronomie wegen seiner hohen Empfindlichkeit und unmittelbaren Ablesemöglichkeit mit Erfolg eingeführt worden. So konnte beispielsweise *Whitford* mit einem 100″-Spiegelteleskop und einem SEV 1 P 21 die Strahlung eines Sternes 18. Größenklasse messen. Das Auge kann bekanntlich unter günstigsten Bedingungen nur Sterne 6. Großenklasse gerade noch wahrnehmen.

In der Sternfotometrie ist es besonders wichtig, die spektrale Verteilung der Sterne zu bestimmen, da man bekanntlich die Sterne auch nach ihrem Spektraltyp einteilt [182]. Umfangreiche Untersuchungen über Farbe und Intensität von Sternen sind bereits durchgeführt [48], [109], [110], [49]. Mit einem 12″-Refraktor konnten mit ausgesuchten 1 P 21 Sterne 8. Größe nachgewiesen werden [125]. Auch Wechselstrom-Verstärkungsmethoden mit SEV wurden in der astronomischen Fotometrie bereits erprobt [62].

Eine weitere Anwendung der SEV in der Astronomie bietet sich als Steuerorgan für die automatische Nachführung der Fernrohre. *Whitford* und *Kron* [196] beschreiben eine solche Einrichtung, die 1937 an der Wiscounsin-Universität entwickelt wurde und als Steuerorgan einen magnetisch fokussierten SEV benutzt. Bei dieser Anordnung befindet sich das an seinen oberen Flächen mit einem Aluminiumspiegel belegte Dachkantprisma A in der Brennebene des in Bild 18 nicht eingezeichneten Fernrohres und teilt mit seiner Kante das Licht des Anhaltssternes in zwei Strahlen [196]. Beide Strahlen werden durch einen Spiegel B_1 bzw. B_2 reflektiert, durchsetzen je eine Sammellinse C_1 bzw. C_2 und vereinigen sich wieder auf der empfindlichen Schicht der Fotozelle D. Die in nächster Nähe der Linsen C_1, C_2 angeordnete Blende E schirmt abwechselnd die beiden Strahlen ab.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Fällt die Mitte des Beugungsbildes des Anhaltssternes nicht genau auf die Kante des Prismas, so fallen ungleiche Lichtmengen durch die Linsen auf die Fotozelle.

Der dadurch entstehende Wechselstrom wird in dem Verstärker *F* mehrfach verstärkt und zum Antrieb des Motors *G* benutzt, der die Fernrohrstellung oder die des Kassettenhalters an diesem in der Weise berichtigt, daß das Beugungsbild des Sternes wieder mit seiner Mitte auf die Kante des Prismas *A* fällt. Ist das erreicht, bleibt der Motor stehen. Wandert das Bild des Sternes von einer Seite über die Kante nach der anderen Seite des Prismas, so ändert der Strom im Läufer des Motors seine Phase um 180° gegen das Feld, wodurch der Motor gezwungen wird, seine Drehrichtung umzukehren.

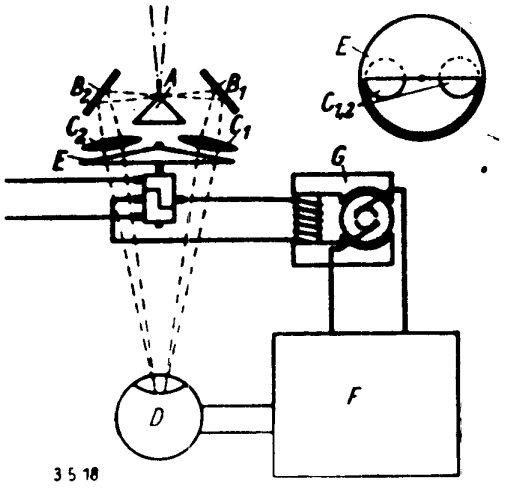


Bild 18. Schematische Darstellung der fotoelektrisch gesteuerten **Nachführung astronomischer** *Fernrohre nach* [196]

Kron [110] hat auch eine Nachführung für astronomische Fernrohre beschrieben, die er am Mount Wilson-Observatorium ausgeführt hat. Mit dem Telektroskop [202] werden Szintillationseffekte kompensiert. In der Abbildungsebene des Teleskops befindet sich die Fotokatode eines Superikonoskops. Das Bild eines Sternes wird genau in die Mitte der Katode gebracht. Die Mosaikplatte besitzt in der Mitte eine kleine Öffnung, hinter der eine Pyramide steht, deren vier Seiten jeweils die ersten Elektroden von vier verschiedenen Vervielfachern auf die Pyramide projiziert und die vier Anodenströme der Vervielfacher zur Steuerung von vier Kompensationsspulen der Bildwandlerabbildungen des Superikonoskops benutzt. Man kann mit dieser Einrichtung auch den gestirnten Nachthimmel mit einem Fernsehempfänger wiedergeben; die Sternbilder bleiben dann vollkommen ruhig.

5.2 Der SEV in der Fernsehtechnik

Die Sendeapparaturen der Fernsehtechnik bedienen sich in erhöhtem Maße der Vervielfacher als Steuerorgan für Wiedergabe von Film- und Diapositiven. Für die Film- und Diapositiv-Abtaster wird der Sekundärelektronenvervielfacher gleichfalls benutzt. Der auf der Abtaströhre gezeichnete Raster wird mit Hilfe einer lichtstarken und hoch auflösenden Optik auf das Film- bzw. Diapositivbild ab-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

gebildet (Bild 19). Der nachgeschaltete SEV gibt die örtlichen Lichtschwankungen beim Abtastvorgang des Bildes in zeitlichen Stromschwankungen wieder, die mit Hilfe eines Breitbandverstärkers (Bild 20) so hoch verstärkt werden, daß sie als Modulationsspannung für die Sendeanlage dienen können. Der Nachteil dieser

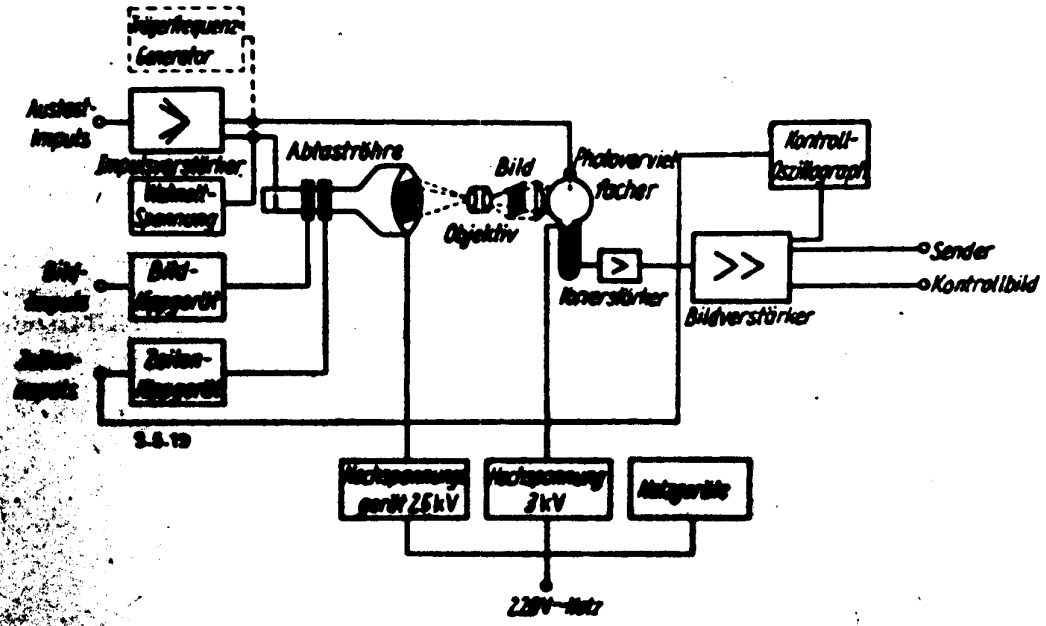


Bild 19. Blockschaltbild einer Fernsehabtast-Einrichtung mit SEV für Film- und Diapositive

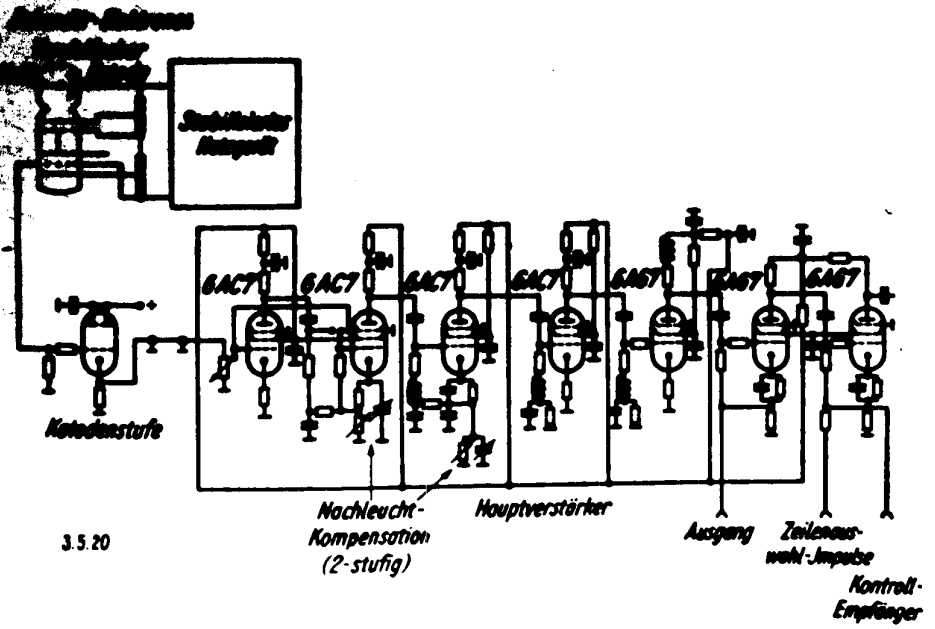


Bild 20. Schaltbild eines Bildverstärkers mit SEV und Vorverstärker für Film- bzw. Diaabtaster

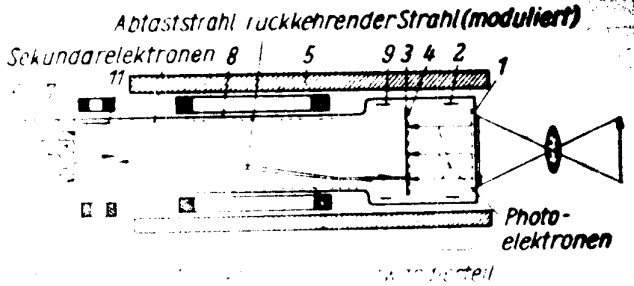
Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Anordnung [47], [194] besteht in der Trägheit der für die Abtaströhren verwendeten Phosphore[1]).

Um das Bild in richtiger Gradation wiederzugeben, ist oft eine Korrektur des SEV-Signals notwendig. Man hat deshalb, um eine Korrektur im SEV-Ausgangskreis vornehmen zu können, Vervielfacher gebaut, die Ausgangsströme von 10 bis 15 mA liefern können [168]. Früher wurde in der Regel der SEV im Zeilenrücklauf gesperrt. Zu diesem Zweck wurden die SEV deshalb zwischen Katode und ersten SEV-Stufe mit einem Sperrgitter versehen, das bereits bei 20 V den Strom sperren konnte. Später hat sich allerdings gezeigt, daß die flacher verlaufenden Endflanken der Rechtecksignale keiner Störung im SEV-Teil zugeschrieben werden können [168].

Die Vervielfacher fanden in Deutschland früher auch bei Personenfernsprechern im Gegensch-Fernsprechverkehr Verwendung [194], [192], [193]. Sie wurden auch bei verschiedenen Konstruktionen von mechanischen Fernsehern verwendet [58], [189].



...-Orthicons

... verwendet. Nur mehr historische ... nach *Farnsworth* [56], die nach Vorschlägen ... und *Roberts* [155] entwickelt wurde [73], [77]. Das zu ... wird auf die großflächige Fotokatode der Sondenröhre projiziert. Mit Längsspulen werden die Fotoelektronen auf eine Blendenebene abgebildet und durch gekreuzte Ablenkfelder zeilenweise an einer Öffnung der Blendenebene vorbeibewegt, so daß die zu jedem Bildpunkt gehörenden Elektronen durch diese Öffnung hindurchtreten. Hinter diese Öffnung ist ein SEV angeordnet, der den Signalpegel entsprechend der SEV-Verstärkung anhebt.

Die modernen Fernsehkameras arbeiten ausschließlich mit elektronischen ... speicherröhren [199]. Bei diesen Röhren wird das optische Bild in ein elektr... Potentialbild umgesetzt und so lange gespeichert, bis es zeilenweise abgetastet ... Allen modernen Bildspeicherröhren ist gemeinsam, daß sie ein ladungsspeich... Mosaik besitzen, auf dem während einer Abtastperiode ein Ladungsbild ... wird. Das Ladungsbild kann entweder bei direkter Einwirkung des Lichtes ...

[1]) Selbst die heutigen kurz nachleuchtenden Zinkoxyde (Halbwertsbreite von etwa 5 ... bei der Übertragung einer Schwarz-Weiß-Kante auf einer Zeilenlänge von 10 cm ... die noch die Nachleuchten, das erst bei einem Drittel der Zeilenlänge unter 5% der Maximal... [47]. Man ist deshalb darauf angewiesen, das Nachleuchten der Leuchtstoffe mit ... RC-Gliedern zu kompensieren. Dies ist allerdings nur unvollkommen möglich, da die ... des Zinkoxyd-Phosphors nicht rein logarithmisch darstellbar ist. Immerhin aber ... eine zweistufige Kompensation bereits eine hinreichend gute Bildwiedergabe.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Speicherplatte durch inneren Fotoeffekt (widerstandsgesteuerte Aufnahmeröhre und Vidicon) oder durch äußeren Fotoeffekt (Isocon, Emitron und Orthicon) oder bei Zwischenschaltung eines Bildwandlers durch SE der Mosaikelemente aufgebaut werden (Superikonoskop, Image-Orthicon und Image-Isocon).

Von diesen Aufnahmeröhren besitzen Vervielfacher im Sinne dieser Arbeit außer der genannten Sondenröhre nur das Image-Orthicon (Multiplier-Orthicon)

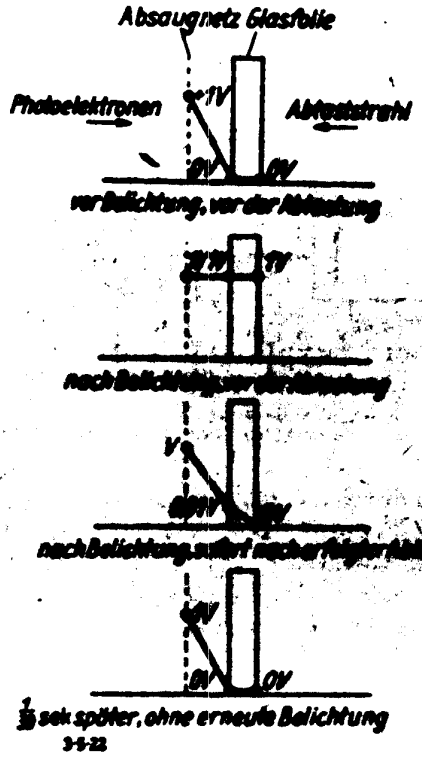


Bild 22. *Image-Orthicon: Potentialverlauf zwischen Rasterplatte und Absaugnetz innerhalb einer Abtastperiode*

und das Image-Isocon, wobei letzteres wegen des geringen Auflösungsvermögens noch keine praktische Bedeutung erlangt hat. Bild 21 zeigt schematisch den Aufbau eines Image-Orthicons.

Die Fotokatode des Bildwandlerteiles (für Bildformat 24 · 32 mm) ist auf der planparallelen Glasplatte *1* in der üblichen Weise aufgebracht. Die lichtelektrisch ausgelösten Elektronen werden durch die mit der Elektrode *2* wirksame Spannung zur Rasterplatte *3* beschleunigt und durch das homogene Magnetfeld der Spule *5* auf der Rasterplatte *3* im Verhältnis 1 : 1 abgebildet. Die Rasterplatte besteht aus einer dünnen Glasmembran. Die Fotoelektronen erzeugen auf ihr durch austretende Sekundärelektronen ein dem aufprojizierten Lichtbild entsprechendes Ladungsbild. Um eine gute SE-Emission der Glasmembran zu erhalten, wird diese zusätzlich mit Cäsium behandelt. Die ausgelösten Sekundärelektronen werden von dem Netz *4* abgesaugt. Das Aufladepotential der Glasmembran wird durch das Potential des Netzes *4* (≈ −1,5 bis −2,5 V) begrenzt. Da die Glasmembran eine bestimmte geringe

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

elektrische Leitfähigkeit besitzt, entsteht das Ladungsbild auch auf der Seite des Abtaststrahles und wird ähnlich wie beim CPS-Emitron abgetastet (Bild 22). Der an der Glasmembran reflektierte Elektronenstrahl ist entsprechend den Helligkeitswerten des optischen Bildes moduliert und wird in einem auf der Katodenseite aufgebauten 5stufigen Elektronenvervielfacher etwa 500- bis 1000fach verstärkt.

Die Signalverstärkung durch einen Vervielfacher hat den Vorteil, daß sie ohne Änderung des Signal/Rausch-Verhältnisses erfolgt. Damit wird erreicht, daß das Rauschen der ersten Verstärkerstufe niedriger liegt als das Ausgangsrauschen der Aufnahmeröhre und somit keine Rolle spielt. Die untere Belichtungsgrenze wird

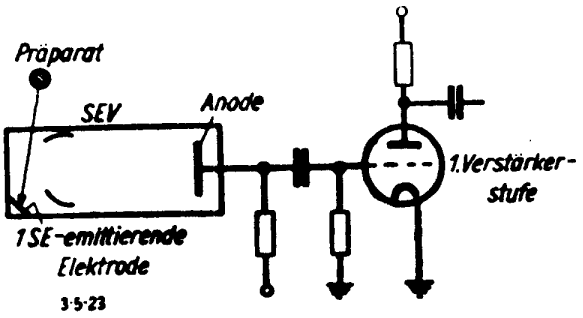


Bild 23. SEV als Teilchenzähler nach der Direktmethode

daher beim Image-Orthicon durch das Eigenrauschen der Aufnahmeröhre bestimmt und nicht wie beim Ikonoskop durch das Störsignal oder beim CPS-Emitron durch den Rauschpegel des nachgeschalteten Verstärkers. Das Image-Orthicon besitzt daher eine etwa 100mal größere Empfindlichkeit als das Ikonoskop und kann Beleuchtungsunterschiede von 1:100 verarbeiten.

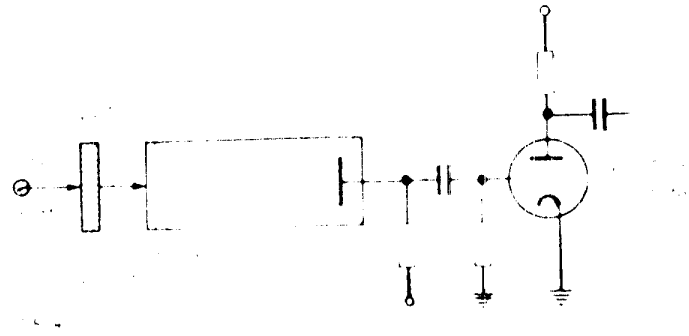


Bild 24. SEV als Teilchenzähler nach der Indirektmethode

5.3 Der SEV als Zähler von Korpuskeln und Strahlungsquanten

Mit dem SEV ist es möglich, Korpuskeln und Strahlungsquanten nachzuweisen und die Bewegungsenergie der Korpuskeln oder die Wellenlänge der Strahlung zu messen. Damit dies möglich ist, müssen die Korpuskeln und Strahlungsquanten mit anderen Stoffen in Wechselwirkung treten, um ihre Energie in Form von Ionisierungs-, Anregungs- (Licht-) und chemischer Energie zu übertragen. Deshalb unterscheidet man [187], [172], [186], [21], [133], [203], [22] bei Zähleinrichtungen mit SEV:

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

a) Direktmethode, bei der die Korpuskeln oder Strahlungsquanten unmittelbar auf die Katode auffallen und dort Elektronen auslösen (Bild 23) [64], [82], [14], [122], [2], [4], [22], [35], [16], [17], [7], [8], [156], [184].

b) Indirekt- oder Szintillationsmethode, bei der die Korpuskeln oder Strahlungsquanten einen hierfür geeigneten Leuchtstoff zur Lichtemission anregen, die vom SEV nachgewiesen bzw. gemessen wird [102], [38], [130], [100], [59], [104], [23], [173], [179] (Abb. 24).

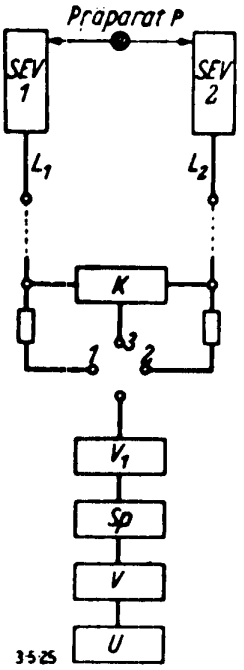


Bild 25. Schematische Darstellung der Koinzidenzmethode zur Teilchenzählung mit SEV

P Präparat; $SEV_{1,2}$ Sekundärelektronen-Vervielfacher Nr. 1 u. 2; L_1 L_2 Koaxialkabel (Laufzeitkabel); K Koinzidens-Mischstufe; V_1 Verstärkerstufe zur Impulsverbreiterung; Sp Spannungsteilung zur Messung der Impulsamplitudenverteilung; V Verstärker; U Untersetzer

Beide Methoden werden gekennzeichnet durch das Verhältnis der Signal-Impulsamplituden zu den meist thermischen Störimpulsamplituden und andererseits durch das Auflösungsvermögen. Die Direktmethode ist gekennzeichnet durch hohes Auflösungsvermögen bei relativ kleinem Signal/Stör-Verhältnis, die Indirektmethode durch ein relativ großes Signal/Stör-Verhältnis bei geringem Auflösungsvermögen. Allerdings hängt das Auflösungsvermögen indirekt auch von den Ausgangsamplituden des SEV ab, da es u. U. durch die Bandbreite des Verstärkers begrenzt wird. Man kann zwar kleine Amplituden durch entsprechend hohe Verstärkung messen, aber nur durch Verminderung der Bandbreite, also auf Kosten des Auflösungsvermögens. Ein Auflösungsvermögen von 10^{-8} s erfordert eine Verstärkerbandbreite von 10 MHz [14], wobei zu beachten ist, daß die erzielbare Verstärkungsziffer von der erforderlichen Bandbreite abhängt, sofern man einen nicht allzu großen Aufwand treiben will (Kettenverstärker).

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Um den Störuntergrund herabzusetzen, kann man entweder den SEV kühlen oder zwei SEV in einer Koinzidenzanordnung benutzen[1]). In Bild 25 ist die Methode veranschaulicht: P ist das Präparat, das Korpuskeln oder Strahlungsquanten aussendet, die ihrerseits in den beiden SEV *1* und *2* Elektronen auslösen, die dort verstärkt werden. Die Ausgangsimpulse an der Prallplatte der Vervielfacher werden über konzentrische Leitungen L_1, L_2 der Koinzidenz-Mischstufe K reflexionsfrei

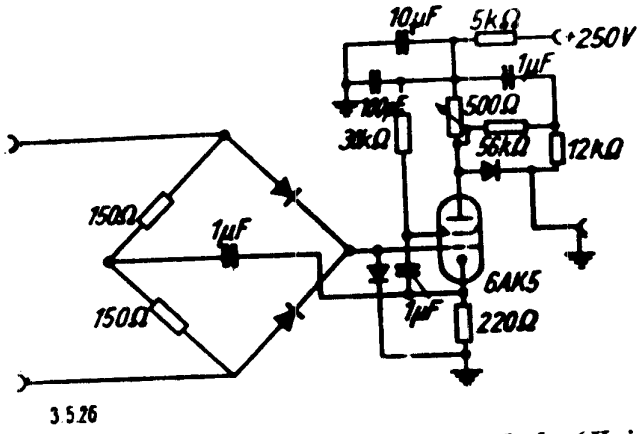


Bild 26. Brückenanordnung zur Koinzidenzmethode (Koinzidenzstufe)

zugeführt. Die gestrichelten Teilstrecken der Leitungen L_1 und L_2 deuten an, daß man hier zusätzliche Kabelstücke beliebiger Länge einfügen kann, um die Impulse von SEV *1* und *2* gegeneinander zu verzögern. Die bei (*3*) austretenden Koinzidenzimpulse werden dem Verstärker V_1 zugeführt, der die vorher etwa 10^{-9} bis 10^{-8} s breiten Impulse auf etwa 10^{-6} s verbreitert. Mit dem Spannungsteiler *Sp* können

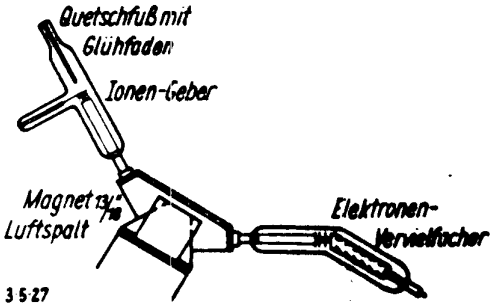


Bild 27. Anwendung des SEV im Massenspektrographen nach [36]

die Impulsamplituden um bekannte Faktoren reduziert werden. Er dient in Verbindung mit dem festen Ansprechpegel des Untersetzers als Diskriminator. Als Impulsamplitudenwähler kann etwa ein Thyratron mit einstellbarer Gittervorspannung dienen. Man nimmt die Zahl der Stöße in Abhängigkeit von der Gittervorspannung auf und erhält durch Differentiation die Verteilung der Impulshöhen.

[1]) Auch die Diskriminator-Methode [80] erniedrigt den Störuntergrund.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Um statt der Koinzidenzen die Einzelereignisse zu zählen, hat man lediglich V_1 mit L_1 oder L_2 zu verbinden.

Gelingt es mit SEV die Koinzidenzstufe direkt und ohne Zwischenverstärker auszusteuern, dann ist das Auflösungsvermögen bei der Direktmethode nur durch den SEV selbst, bei der Indirektmethode allein durch die Abklingzeit (Trägheit) des Phosphors begrenzt. Im Schrifttum sind eine Reihe von Schaltungen für die Koinzidenzstufe K angegeben [15], [50], [63], [87], [105], [122], [132], [138], [170], [12], [144], [148], [195].

In Bild 26 ist eine Brückenschaltung dargestellt, die mit Germanium-Dioden arbeitet. Die Verstimmung der Brücke wird über einen Differentialverstärker angezeigt.

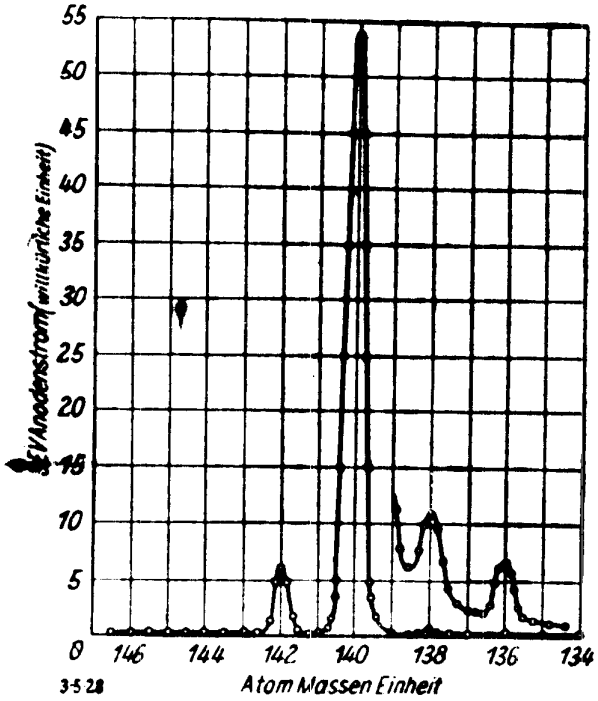


Bild 28. Massenspektrum von Cer aufgenommen mit Anordnung nach Bild 27 nach [36]

Während man für die Indirektmethode die bereits in Abschn. 3 ausführlich beschriebenen SEV verwendet, sind für die Direktzähler spezielle Anordnungen entwickelt worden [8], [7], [6], [9], die meist mit einer reinen Metallkatode arbeiten. Während für Elektronen hoher Energie die SE-Ausbeute für Metalle in der Regel < 1 ist (so ist die Ausbeute für Mg 0,04 und für Silber 0,09 für 300-kV-Elektronen [156a]), ist die SE-Ausbeute verschiedener Metalle, wie Gold, Nickel, Molybdän und Beryllium, für positive Ionen sehr viel größer [78], [82], [5], [128], [156], [6] (so beträgt die Ausbeute für aufgedampfte Berylliumschichten für 5 keV Sauerstoffionen etwa 8 und bleibt etwa konstant bis zu 212 keV. Über ähnliche Ergebnisse berichten *Robson* [156] für Protonen im Energiebereich von 5 bis 10 keV. Auch langsame neutrale Atome wie Helium- und Argonatome sowie Stickstoffmoleküle erzeugen beispielsweise in Tantalblech Sekundärelektronen [20].

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Schwere Teilchen, Gamma-Quanten, energiereiche Elektronen und positive Ionen strahlt man somit direkt und ohne Fenster auf die erste SEV-Elektrode auf. Auch in Massenspektrographen [36], [137] werden ähnliche SEV-Anordnungen gewissermaßen als Ionenstromverstärker verwendet [137], [95a]. So zeigt Bild 27 die verwendete Anordnung und Bild 28 das damit erhaltene Massenspektrum von Cer [137].

Tafel 7.

Eigenschaften einiger Leuchtsubstanzen für ihre Verwendung im Szintillationszähl

Substanz	max [mμ]	Energieausbeute für α-Teilchen	Energieausbeute für γ-Strahlen	Energieausbeute für weiche Röntgenstrahlen	Abklingzeit [s]	Lite
1. Anorganische Phosphore						
ZnS-Ag . . .	450	0,28	0,14	0,20	10^{-5}	[100]
ZnS-Cu . . .	520	0,25	0,22	0,30	$1{,}5 \cdot 10^{-5}$	[100]
CdS-Ag . . .	760	0,23			10^{-6}	[100]
Zn_2SiO_4-Mn .	525	0,035	0,11	0,08		[100]
ZnO	550	0,020				[100]
CdB_4O_7	620	0,018				[100]
$CaWO_4$	430	0,17	0,08	0,04	$6 \cdot 10^{-6}$	[100]
$MgWO_4$ . . .	490	0,17				[100]
KBrTl	360	0,017	0,07			[100]
[illegible]	[illegible]				$2{,}5 \cdot 10^{-7}$	[21]
[illegible]	[illegible]				10^{-6}	[21]
[illegible]					$7 \cdot 10^{-7}$	
2. [illegible] Phosphore		relative Empfindlichkeit				
[illegible]	445		1,0		$3 \cdot 10^{-8}$	[21]
[illegible]	345		0,2		$8 \cdot 10^{-8}$	[21]
[illegible]	415		0,6		$9 \cdot 10^{-9}$	[21]
Phenanthren .	420		0,3		$8 \cdot 10^{-9}$	[21]
Terphenyl . .	410		0,65		$1{,}2 \cdot 10^{-8}$	[21]
Dibenzyl . . .	370		0,6		$2{,}0 \cdot 10^{-8}$	[21]

Mit Direktzählern ist es in Verbindung mit der Koinzidenz[illegible] ein Auflösungsvermögen von $2 \cdot 10^{-9}$ s zu erreichen [14], [135], [15], [146], [96], [19], [124]. Das Auflösungsvermögen ist dann durch die Breite der SEV-Impulse begrenzt.

Das zeitliche Auflösungsvermögen von Zählanordnungen mit [illegible] wesentlich größer als jenes mit gasgefüllten Zählern, deren Totzeit in der Größenordnung von etwa 10^{-4} s liegt [130], [117], [136].

Der Vorteil der Indirektmethode besteht darin, daß die Zahl der aus der Photokathode ausgelösten Elektronen je Teilchen größer ist, so daß man u. U. auf die Verstärkung des SEV und auf die hohen technischen Aufwand erfordernde Koinzidenz[illegible]

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

methode verzichten kann. Das Auflösungsvermögen ist aber durch die Lebensdauer der angeregten Zustände im Phosphor begrenzt.

Von dieser Eigenschaft der Leuchtstoffe und ihre Ansprechempfindlichkeit auf die Elementarteilchen zusammen mit der spektralen Verteilung ihrer Lichtemission hängt ihre Verwendung im Szintillationszähler ab. Verwendet werden sowohl anorganische als auch organische Leuchtstoffe. Für ihre Auswahl entscheiden verschiedene Gesichtspunkte, wie z. B. hohe Lichtausbeute mit einer spektralen Verteilung, die der Empfindlichkeitsverteilung der SEV-Katode entsprechen soll. Für viele Zwecke sind raschabklingende Phosphore notwendig, zudem sind für schwere Korpuskeln andere Leuchtstoffe günstiger als beispielsweise für β- und γ-Strahlen.

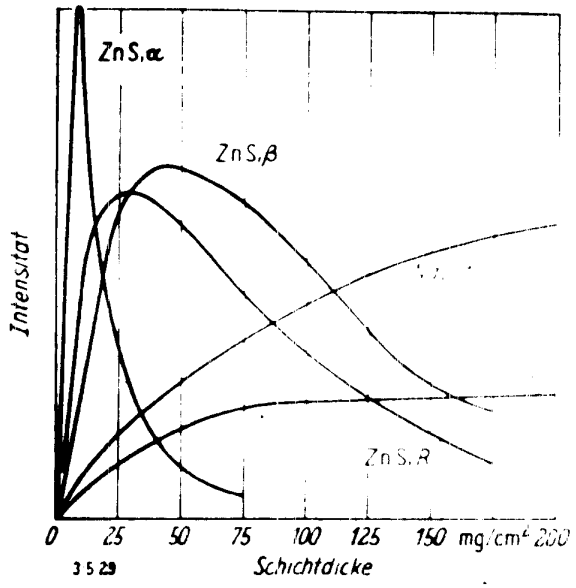


Bild 29. Abhängigkeit der Lichtintensität von der Schichtdicke verschiedener Phosphore bei Anregung mit α-Teilchen, β-, γ- und Röntgenstrahlen (R)

Tafel 7 gibt einen Überblick über einen Teil der untersuchten Leuchtstoffe; angegeben ist das Maximum der spektralen Emissionsverteilung, für einen Teil der Phosphore auch die Energieausbeute, d. h. der Bruchteil der von der erregenden Strahlung an den Fluoreszenzstoff abgegebenen und in Licht umgesetzten Energie bei Anregung mit α-Teilchen, γ- und weichen Röntgenstrahlen. Miteingetragen sind die von verschiedenen Autoren gemessenen Abklingzeiten. Die extrem kurzen Abklingzeiten organischer Phosphore sind für manche Zwecke unerläßlich geworden. Allerdings gelingt die Herstellung von großen und in ihren Eigenschaften identischen Kristallen nur bei größter Sorgfalt und Reinheit.

Bild 29 zeigt, wie die Lichtintensität von der Schichtdicke verschiedener Leuchtsubstanzen bei Anregung durch α-Teilchen, schnelle Elektronen (β), γ- und Röntgenstrahlen (R) abhängt. Zunächst steigt die beobachtbare Lichtintensität mit der Schichtdicke an, entsprechend der wachsenden Absorption der primären Quanten und Korpuskeln und der damit erzeugten Lichtquanten. Mit wachsender Schichtdicke macht sich die Absorption der primären Strahlung und des Lichtes bemerk-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

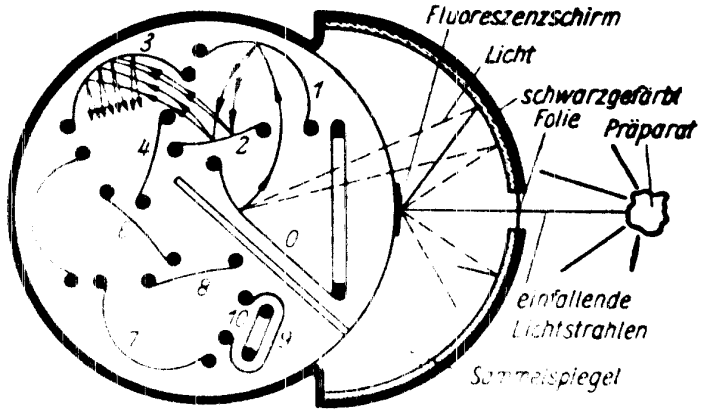
Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

bar. Die günstigste Schichtdicke ist für α-Strahlen wegen der starken Absorption sehr klein, für β-Strahlen größer und für γ-Strahlen noch größer. Bei organischen Stoffen ist sie wegen der geringen Absorption ihres eigenen Fluoreszenzlichtes größer als etwa bei dem stark absorbierenden Zinksulfid.

Cu- oder Ag-aktiviertes ZnS sind für den Nachweis von Protonen und α-Teilchen günstig [29], [39], [101], da man für diese schweren Teilchen nur eine geringe Schichtdicke braucht. In dickeren Schichten sind diese Leuchtstoffe undurchlässig und deshalb für β- und γ-Strahlen wenig geeignet [120], [121].

Auch Zinksulfidschirme mit Bor- oder Lithiumzusätzen wurden verwendet. Die bei den Reaktionen B (n, α) Li (n, α) entstehenden α-Teilchen werden gezählt.

Hofstadter [84], [85], [86] hat mit großem Erfolg für Szintillationszähler Alkali-Halogenide, und zwar thalliumaktiviertes Natriumjodid und thalliumaktiviertes Cäsiumjodid zur Zählung von γ-Quanten und β-Strahlen verwendet. NaJ ist leider hygroskopisch, auch ist die Abklingzeit verhältnismäßig groß. Bei Einkristallen beträgt die Ansprechwahrscheinlichkeit für γ-Quanten etwa 93 %, bei polykristalli-



Vervielfacher 1 P 21 als Szintillationszähler nach [120]

nen Material nur etwa 13 %. Auch thalliumaktiviertes Kalium- und Lithiumjodid wird benutzt. Die Abklingzeit von Lithiumjodid beträgt 0,7 μs, die Ausbeute dagegen nur etwa 4 % des thalliumaktivierten Natriumjodids. Intensität und Abklingzeit sind temperaturabhängig [51]. Auch natürlicher und synthetischer Flußspat sowie Kalziumwolframat $CaWO_4$ eignen sich zum Nachweis von β- und γ-Strahlen. Mit $CaWO_4$-Einkristallen kann auch die Energie der α-Teilchen gemessen werden [60].

Einen wesentlichen Fortschritt brachten die organischen Phosphore Naphthalin, Anthracen, Stilben, Phenatren u. a. [40], [37], [198], [65], [30], [31], [71], [65], [88], [90], [100], [139], [150], [158], [171], [185], [81], [157]. Diese Stoffe haben zwar eine geringere Lichtausbeute (Tafel 7), doch besitzen sie die folgenden Vorteile: Kristalle sind selbst bei mehreren cm Länge für ihr eigenes Fluoreszenzlicht durchlässig, sie können ferner als große Einkristalle hergestellt werden und haben Abklingzeiten, die in der Größenordnung von 10^{-8} s liegen (Tafel 7) [18], [57], [92], [103]. Gleichfalls in der Tafel eingetragen sind die Maxima ihrer spektralen Emissionsverteilung. Diese Eigenschaften sind allerdings sehr empfindlich gegen Ver-

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

unreinigungen. Am meisten werden heute Anthracenkristalle verwendet, obgleich es nicht ganz einfach ist, große Kristalle zu züchten [18], [57]. Anthracen- und Naphthalin-Einkristalle sind auch für Röntgen- und γ-Strahlen empfindlich, und zwar dadurch, daß ein Teil der Energie in Foto- und Compton-Elektronen umgesetzt wird, die ihrerseits die Kristalle zur Lichtemission anregen. Auch Lösungen dieser Substanzen und Lösungsgemische sind mit Erfolg als Szintillationssubstanzen verwendet worden. Es ist offenbar sogar möglich, [28] durch geeignete Lösungsgemische auch für einen gewissen Energiebereich von γ-Quanten im Röntgengebiet eine wellenlängenunabhängige Empfindlichkeit zu erzielen. Damit wird eine Dosismessung mit Szintillationszählern prinzipiell möglich.

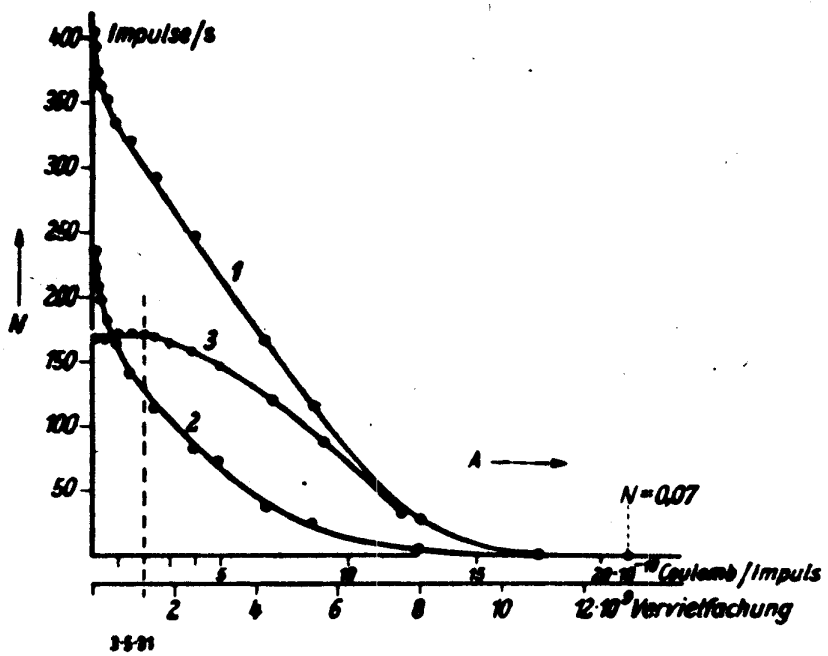


***Bild 31. Amplitudenverteilung der Impulse eines einzelnen SEV nach* [124]**
(*N* gibt die Anzahl der Impulse je s an, die die Amplitude *A* überschreiten)

Um einen möglichst großen Teil der vom Leuchtstoff emittierenden Strahlung ausnutzbar zu machen, sind verschiedene Anordnungen des Leuchtschirmes bzw. der Leuchtsubstanzen möglich. Bild 30 zeigt beispielsweise eine Anordnung, bei der die Leuchtschicht unmittelbar am Glaskolben des SEV angebracht ist und ein Hohlspiegel dafür sorgt, daß auch die reflektierte Strahlung auf die Fotokatode des SEV gelangt [120].

Bei den Szintillationszählern gelingt es, einzelne aus der Fotokatode austretende Elektronen zu zählen. Jedes einzelne Elektron aus der Katode ergibt einen Impuls am Ausgang des SEV, dessen Dauer durch die verschiedenen Laufzeiten der Sekundärelektronen bedingt ist. Diese Impulsdauer bestimmt die maximale Anzahl von Einzelimpulsen, die in der Zeiteinheit getrennt nachgewiesen werden können (Auflösungsvermögen). Die Ursachen dafür, daß ein Primärelektron ein „Elektronenpaket" auslöst, sind [54], [129], [130], [91], [61]:

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

1. Schwankungen der Auslösezeit der Sekundärelektronen,
2. statistische Verteilung der Austrittsgeschwindigkeit der SE,
3. Streuung der Laufzeiten im Vervielfacher,
4. Raumladungseffekte.

(1) liefert keinen Beitrag, da die Auslösezeit $< 10^{-11}$ s ist [44]. Bei einer Streuung der Austrittsgeschwindigkeit der SE von 0 bis 5 V liefert (2) bei 200 V Stufenspannung einen Beitrag von etwa 15 bis 20 % [166]. Laufzeiteffekt (3) ist durch die Geometrie, d. h. durch die Konstruktion bedingt und für Netzvervielfacher größer als für Plattenvervielfacher. Bei zu hohen Impulsamplituden kann auch Effekt (4) merklich in Erscheinung treten, und zwar vor allem dann, wenn durch mangelnde Isolation die Stufenspannung nicht hoch genug gewählt werden kann.

Die mittlere Größe der Ausgangsimpulse (Amplitudenverteilung) ist proportional der Zahl der Primärelektronen, die ihrerseits proportional der Zahl der vom Leuchtschirm ausgehenden Lichtquanten ist. Bei Szintillationszählern läßt sich daher zu einem bestimmten Eingangsimpuls kein definierter Wert des Ausgangsimpulses angeben, sondern nur eine Verteilungsfunktion der Amplitudenwerte, die experimentell bestimmt werden kann. Bild 31 zeigt beispielsweise solche Verteilungskurven, und zwar zeigt Kurve *1* die mit Anordnung nach Bild 25 gemessene Amplitudenverteilung. Für kleine Amplitudenwerte steigt die Verteilungskurve stark an, da außer der Katode auch die einzelnen Vervielfacherstufen einen merklichen Beitrag liefern. Man kann diesen Effekt ausschließen, wenn man die erste Vervielfacherstufe auf das gleiche Potential bringt wie die Katode (Kurve *2*). Die tatsächliche Amplitudenverteilung wird also durch die Differenz beider Kurven durch Kurve *3* wiedergegeben.

Die Amplitudenverteilung hat eine Reihe von Ursachen, und zwar:

1. Inhomogenität des Leuchtschirmes,
2. Inhomogenität der benutzten Strahlungsquelle,
3. Statistik der Erzeugung von Lichtquanten im Leuchtschirm,
4. Statistik des Fotoeffektes und der Verstärkung im SEV.

Die Statistik des Vervielfachers ist mehrfach untersucht worden [131], [14], [123], [162].

Die mit einer Szintillationsanordnung durchgeführten Messungen von *Garlick* und *Wright* [61] ergeben eine Gaußsche Verteilungsfunktion. In der Regel sind auch die durch thermische Emission der Fotokatode hervorgerufenen Störimpulse nicht vernachlässigbar. Die Amplitudenverteilung dieser Störimpulse ist noch verwickelter, da die thermischen Elektronen nicht nur in der ersten, sondern auch in allen folgenden Stufen entstehen können, wodurch insbesondere die Zahl der Impulse mit kleinen Amplituden stark vergrößert wird. Bei der Koinzidenzmethode treten, wie bereits erwähnt, die thermisch bedingten Störimpulse nicht auf, die sonst nur durch Kühlung des SEV herabgesetzt werden können.

[1] *Afanasjeva u. Timofejew:* Techn. Physic UdSSR 4 (1937) S. 953.

[2] *Allen, J. S.:* Recent application of electron multiplier. Proc. I. R. E. 38 (1950) S. 346—356.

[3] *Allen, J. S.* u. *Engelder, Th.:* Rev. Sci. Instr. 22 (1951) S. 401.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[4] *Allen, J. S.:* Phys. Rev. 61 (1942) S. 692.
[5] *Allen, J. S.:* The emission of secondary electrons from metals bombarded with protons. Phys. Rev. 55 (1939) S. 336—339.
[6] *Allen, J. S.:* The detection of single positic ions, electrons and phrotons by a secondary electron multiplier. Phys. Rev. 55 (1939) S. 966—971.
[7] *Allen, J. S.:* The X-ray photon effenciency of a multiplier tube. Rev. Sci. Instr. 12 (1941) S. 484.
[8] *Allen, J. S.:* Improved electron multiplier particle counter. Rev. Sci. Instr. 18 (1947) S. 739—749.
[9] *Allen, J. S.:* Particle detection with multiplier tubes. Nucleonics 3 (1948) S. 34—39.
[10] *Apker, L., Taft, E.* u. *Dickey, J.:* Journ. Opt. Soc. 43 (1953) S. 78.
[11] *Austin, L. W.* u. *Starke, H.:* Ann. Phys. 9 (1902) S. 271; Verh. D. Phys. Ges. 4 (1902) S. 106.
[12] *Baldinger, E., Huber, P.* u. *Meyer, K. P.:* High speed coincidence circuit used for multipliers. Rev. Sci. Instr. 19 (1948) S. 473—474.
[13] *Baruth, A.:* Elektronenoptik der Gittervervielfacher. Dissertation (Zürich), im Druck.
[14] *Bay, Z.:* Elektronenvervielfacher als Elektronenzähler. Zs. f. Phys. 117 (1941) S. 227—243.
[15] *Bay, Z* u. *Papp, G.:* Rev. Sci. Instr. 19 (1948) S. 565.
[16] *Bay, Z.:* Electron multiplier as an electron counting device. Nature 141 (1938) S. 284, 1011.
[17] *Bay, Z.:* Electron multiplier as an electron counting device. Rev. Sci. Instr. 12 (1941) 127.
[18] *Bell, P. R.:* Phys. Rev. 73 (1948) S. 1405.
[19] *Bell, R. E.* u. *Petce, H. E.:* Phys. Rev. 76 (1949) S. 1409.
[20] *Berry, H. W.:* Secondary electron emission by fast neutral molecules and neutralization of positive ions. Phys. Rev. 74 (1948) S. 848.
[21] *Birks, I. B.:* Nuclear scintillation counters. I. Brit. Instr. Rad. Engrs. 11 (1951) S. 209—233.
[22] *Blanc, D., Detoeuf, J. F.* u. *Maignan, P.:* La dètection des particules par scintillations I. Photomultiplicateurs.
[23] *Blau, M.* u. *Dreyfuß, B.:* The multiplier tube in radioacive measurements. Rev. Sci. Instr. 16 (1946) S. 245—248.
[24] *Boer, J. H. de* u. *Teves, M. C.:* Z. Phys. 73 (1932) S. 192.
[25] *Boeschoten, F., Milatz, J. M.* u. *Smit, C.:* The application of RCA 1 P 28 photomultiplier tubes to the detection of weak light intensities. Physica 20 (1954) S. 139—156.
[26] *Bowling, R., Barness* u. *Czerny, M.:* Zs. f. Phys. 79 (1932) S. 436.
[27] *Bowling, R., Barness, Richardson, D., Berry, J. W., Hood, R. J.:* Ind. and Eng. Chem. (Anal Edn.) 17 (1945) S. 10, 605.
[28] *Breitling, H.* u. *Glocker, R.:* Über die Wellenlängenabhängigkeit von Szintillationszählern im Röntgengebiet. D. Naturw. 39 (1952) S. 84.
[29] *Broser, J.* u. *Kallmann, H.:* Zs. Naturf. 2a (1947) S. 439.
[30] *Broser, J.* u. *Kallmann, H.:* Zs. Naturf. 2a (1947) S. 642.
[31] *Broser, J., Horstath, L., Kallmann, H.* u. *Martius, U. M.:* Zs. Naturf. 3a (1948) S. 6.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[32] *Bruining, H. u. de Boer, J. H.:* Physica 5 (1938) S. 17.
[33] *Bruining, H.:* Physics and applications of secondary electron emission London 1954.
[34] *Carpenter, R. O. B., Dubois, E., Sterner, J.:* J. Opt. Soc. Amer. 37 (1947) S. 707.
[35] *Cassen, B., Reed, C. W., Curtiss, L., Baurmash, L.:* Low-Rate alpha scintillation counter. Nucleonics 4 (1949) S. 55–59.
[36] *Cohen, A. A.:* The isotopes of cerium and rhodium. Phys. Rev. 63 (1943) S. 219.
[37] *Collins, G. B.* u. *Hoyt, R. C.:* Phys. Rev. 73 (1948) S. 1259.
[38] *Coltman, J. W.* u. *Marshall:* The photomultiplier radiation detector. Phys. Rev. 72 (1947) S. 528.
[39] *Curran, S. C.* u. *Baker, W. R.:* Rev. Sci. Instr. 19 (1948) S. 116.
[40] *Deutsch, M.:* Nucleonics 2 (1948) S. 58.
[41] *Dieckmann* u. *Hell:* DRP 450187 (1925/27).
[42] *Dieke, G. H., Crosswhite, H. M.:* J. Opt. Soc. Amer. 7 (1945) S. 35, 471.
[43] *Dieke, G. H.:* Rev. Sci. Instr. 18 (1947) S. 907.
[44] *Diemer, G.* u. *Jonker, J. L.:* On the time delay of secondary emission. Phil. Res. Rep. 5 (1950) S. 161.
[45] *Eckart, F.:* Der Sekundärelektronen-Vervielfacher in der Tonfilmtechnik. Bild u. Ton 6 (1953) S. 9—14.
[46] *Eckart, F.:* Zur Entwicklung von Sekundärelektronen-Vervielfachern. Ann. Phys. 11 (1953) S. 181—202.
[47] *Eckart, F.* u. *Hachenberg, O.:* Die Leuchtschirmabtastung des Fernsehens bei Film- und Diapositiv-Abtastern. Nachr. Techn. 2 (1952) S. 116—121.
[48] *Eggin, Olin, J.:* Astrophys. J. 111 (1950) S. 65, 81, 414; 112 (1950) S. 1[illegible].
[49] *Eggin, Olin, J.:* Astrophys. J. 113 (1950) S. 367.
[50] *Elmore, C. W.:* Rev. Sci. Instr. 20 (1949) S. 963.; 21 (1950) S. 649.
[51] *Elmore, C. W.:* Phys. Rev. 75 , 1 (1949) S. 203.
[52] *Engstrom, R. W.:* Refrigerator for multiplier phototube. Rev. Sci. Instr. 18 (1947) S. 587.
[53] *Engstrom, R. W.:* Phototube characteristics application to low light levels. J. Opt. Soc. Amer. 37 (1947) S. 420.
[54] *Engstrom, R. W.:* Multiplier phototube characteristics application to low light levels. J. Opt. Soc. Amer. 37 (1947) S. 420.
[55] *Farnsworth:* US-Pat. 1969399 (3. 3. 1930).
[56] *Farnsworth:* J. Frankl. Inst. 218 (1934) S. 411.
[57] *Feazel, C. E.* u. *Smith, C. D.:* Production of large crystals naphthalene and anthracene. Rev. Sci. Instr. 19 (1948) S. 817—818.
[58] *Fischer, F.:* Schweiz. Arch. 6 (1940) S. 89.
[59] *Fünfer, E.:* Zählung von Elementarteilchen und Quanten mit Elektronenvervielfachern und Leuchtschirm. Zs. Naturf. 4a (1949) S. 672—682.
[60] *Garlick, C. F. T.:* Phys. Rev. 75, 9 (1949) S. 1446.
[61] *Garlick, C. F. T.* u. *Wright, G. T.:* Characteristic of scintillation counters. Proc. Phys. Soc. Lond. B 65 (1952) S. 415—421.
[62] *Gertlein, C. W.:* Alternating current amplifier for astronomical photometry. Astr. J. 54 (1949) S. 186.
[63] *Garwin, R. L.:* Rev. Sci. Instr. 21 (1950) S. 569.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[64] *Geiger, H.:* Hdb. d. Phys. 22,2, (1933) S. 219.
[65] *Gittings, H. T., Taschek, R. F., Ronzio, A. R., Jones, E.* u. *Masilun, W. J.:* Relative sensitivities of some organic compounds for scintillation counters. Phys. Rev. 75 (1949) S. 205.
[66] *Görlich, P.:* Z. Phys. 96 (1935) S. 588.
[67] *Görlich, P.:* Über zusammengesetzte durchsichtige Photokathoden. **Z. Phys.** 101 (1936) S. 335. — Messungen an durchsichtigen zusammengesetzten Photokathoden. Z. Techn. Phys. 18 (1937) S. 460.
[68] *Görlich, P.:* Die Photozellen. Akad. Verl. Ges. Leipzig (1951 S. 194.
[69] *Greenblatt, M. H.:* A microwave secondary electron multiplier. Rev. Sci. Instr. 20 (1949) S. 646.
[70] *Greenblatt, M. H., Green, W. M., Davidson, P. W.* u. *Morton, G. A.:* Two new photomultipliers for scintillation counting. Nucleonics 10 (1952) S. 44—47.
[71] *Hanle, W.:* Der Szintillationszähler. D. Naturw. 38 (1951) S. 176—185.
[72] *Hartmann, W.:* Über Photozellen mit Sekundärelektronen-Vervielfachern. Hausmitt. Fernseh-GmbH. 1 (1939) S. 226.
[73] *Hartmann, W.:* Z. d. Fernseh-GmbH, Bd. 1 (1939) S. 130.
[74] *Hartmann, W.:* Z. d. Fernseh-GmbH, Bd. 2 (1941) S. 81.
[75] *Hartmann, W.:* Z. d. Fernseh-GmbH, Bd. 2 (1943) S. 157.
[76] *Hartmann, W.:* Über die Herstellung von Photokathoden des Aufbaues (Ag)-Cs_2O, Ag-Cs. Z. techn. Phys. 24 (1943) S. 111.
[77] *Hartmann, W.:* Fernsehen u. Tonfilm 1,2 (1940) S. 3.
[78] *Healea, M.* u. *Houtermans, C.:* Relative secondary electron emission due to He, Ne and A ions bombarding a hot nickel target. Phys. Rev. 58 (1940) S. 606—610.
[79] *Henneberg, W., Orthuber, R.* u. *Steudel, E.:* Zur Wirkungsweise des Elektronenvervielfachers. 1. Mitt. Z. Techn. Phys. 17 (1936) S. 115.
[80] *Herbert, R. J. T.:* Discrimination against noise in scintillation counter. Nucleonics 10 (1952) S. 37—39.
[81] *Herforth, L.* u. *Rosahl, D.:* Zur Fluoreszenz organischer Substanzen bei Anregung mit schnellen Elektronen und γ-Strahlen unter besonderer Berücksichtigung der Konstitutionsspezifität. Ann. Phys. 12 (1953) S. 340 bis 347.
[82] *Hill, A. G., Buechner, W. W., Clarks, J. S.* u. *Fisk, J. B.:* Emission of secondary electrons under high energy positive ion bombardement. Phys. Rev. 55 (1939) S. 463—470.
[83] *Hillert, M.:* The time dependence of the sensitivity of photomultiplier tubes. Brit. J. Appl. Phys. 2 (1951) S. 164—167.
[84] *Hofstadter, R.:* Phys. Rev. 74 (1948) S. 100.
[85] *Hofstadter, R., Milton* u. *Intyre, J. A. Mc.:* Bull. Ann. Phys. Soc. 16 (1949) S. 1.
[86] *Hofstadter, R.:* Phys. Rev. 75 (1949) S. 796.
[87] *Hofstadter, R.* u. *Intyre, J. A. Mc.:* Rev. Sci. Instr. 21 (1950) S. 52.
[88] *Hofstadter, R., Libson, S. H.* u. *Elliot, J. O.:* Phys. Rev. 78 (1950) S. 81.
[89] *Holiday, E. R.:* Photoelectric Spectroscopy. Group Bull. 2 (1950) S. 19.
[90] *Hopkins, J. I.:* Phys. Rev. 77 (1950) S. 406.
[91] *Hoyt, R.:* Rev. Sci. Instr. 20 (1949) S. 178.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[92] *Huber, O., H[illegible]* (1949) S. 1–8.

[93] *Hull, A. W.:* Proc. I. R. E. [illegible]

[94] *Hull, A. W.:* [illegible] (1926) S. 157–2[illegible]

[95] *Hull, A. W.:* Phys. Rev. 7 (1916) S. 141.

[95a] *Ingham, M. A.:* Advances in Electronics 2 (1948) S. 252.

[96] *Intyre, W. J. Mc.:* Phys. Rev. 76 (1949) S. 312.

[97] *Jams, H.* u. *Salzberg, E.:* The secondary emission photocurrent. Proc. I. R. E. 23 (1935) S. 55–64.

[98] *Jarvis* u. *Blair:* Electron-Tube. US-Pat. 1903569 (15. 9. 1926).

[99] *Johnson, I. B.:* Thermal agitation of electricity in conductors. Phys. Rev. 32 (1928) S. 97–109.

[100] *Jordan, W. H.* u. *Bell, P. R.:* Scintillation counters. Nucleonics 4 (1949) S. 30.

[101] *Kahan, Th., Debiesse, J., Chempeix, R.* u. *Bizot, H.:* J. Physique Radium 8 (1948) S. 25.

[102] *Kallmann, H.:* Natur u. Techn. Juli 1947.

[103] *Kallmann, H.:* Ann. Phys. 4 (1948) S. 57.

[104] *Kallmann, H.:* Quantitative measurements with scintillation counters. Phys. Rev. 75 (1948) S. 623–626.

[105] *Kallmann, H.* u. *Accardo, C. A.:* Rev. Sci. Instr. 21 (1950) S. 48.

[106] *Kluge, W., Beyer, O.* u. *Steyskal, H.:* Über Fotozellen mit Sekundärverstärkung. Zs f. techn. Phys. 18 (1937) S. 219.

[107] *Kollath, R.:* Ann. Phys. 1 (1937) S. 357.

[108] *Kortüm, G.* u. *Maier, H.:* Zs. f. Naturf. 8a (1953) S. 235–245.

[109] *Kron, G. E.:* Lick Obs., Bull. Nr. 499 (1939).

[110] *Kron, G. E.:* Electronics 98 (Aug. 1948).

[111] *Kubetzky, L. A.:* Multiple Amplifier. Proc. I. R. E. 25 (1937) S. 421.

[112] *Lallemand, A.:* Prèsentation d'une Cellule a'Multiplicateur d'Electrons, son Utilisation en Télèvision, Congrès de télèvision, Paris 1[illegible]

[113] *Lallemand, A.:* Détermination des Elèments et Rèalisation d'une Cellule a'Multiplicateur d'Electrons. Le Vide 4 (1949) S. 618.

[114] *Lauder, J. J.:* Phys. Rev. 91 (1953) S. 1382.

[115] Latest Developments in scintillation counting. Nucleonics 10 (1952) S. 32.

[116] *Lenard, P.:* Ann. Phys. 12 (1903) S. 447; 15 (1904) S. 485.

[117] *Lyshade, J. M.* u. *Madsen, J. C.:* Zs. f. Phys. 108 (1938) S. 777.

[118] *Mahl, H.:* Jb. d. AEG Forschung VI (1939) S. 33.

[119] *Marshall, Coltmann* u. *Hunter:* The photomultiplier X-ray detector. Rev. Sci. Instr. 18 (1948) S. 504.

[120] *Marshall, F. H., Coltmann, J. W.* u. *Bennet, I.:* The photomultiplier radiation detector. Rev. Sci. Instr. 19 (1948) S. 744–757.

[121] *Meon, R. I.:* Phys. Rev. 73 (1938) S. 1210.

[122] *Meyer, K. P.:* Helv. Phys. Acta 29 (1946) S. 211.

[123] *Meyer, K. P., Huber, P.* u. *Baldinger, E.:* Helv. Phys. Acta 21 (1948) S. 188.

[124] *Meyer, K. P., Baldinger, E.* u. *Huber, P.:* (Koinzidenz-Anordnung mit einem Auflösungsvermögen bis zu $2 \cdot 10^{-9}$ sec unter Verwendung von Multipliern als Zähler) Helv. Phys. Acta 23 (1950) S. 121–142.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[125] *Mikesell, A. H.:* Comparison of signal to noise ratios of a number of 1 P 21 photomultipliers. Astro. Journ. 54 (1940) S. 191—192.

[126] *Miller, C. H., Long, D. A., Woodward, L. A., Thompson, H. W.:* Proc. Phys. Soc. 62 (1949) S. 400.

[127] *Mito, S.:* Elektrotechn. J. (Jap) 1 (1937) S. 168.

[128] *Morrish, A. H.* u. *Allen, J. S.:* Performance of the Allen type multiplier tube for lithium ion counting. Phys. Rev. 74 (1948) S. 1260.

[129] *Morton, G. A.* u. *Mitchell, J. A.:* Performance of 931-A-Typ multiplier in a scintillation counter. RCA-Rev. 9 (1948) S. 632.

[130] *Morton, G. A.:* Photomultiplier for scintillation counting. RCA-Rev. 10, (1949) S. 525—553.

[131] *Morton, G. A.* u. *Mitchell, J. A.:* Performance of 931-A-Type multiplier as a scintillation counter. Nucleonics 4 (1949) S. 16—23.

[132] *Morton, G. A.* u. *Robinson, K. W.:* A coincidence scintillation counter. Nucleonics 4 (1949) S. 25—29.

[133] *Morton, G. A.:* The scintillation counter. Advance in Electronics IV. (1952) S. 69—107.

[134] *Morton, G. A.:* The scintillation counter in: L. Marton. Advances in Electr. 4, Acad. Press New York 1952.

[135] *Neddermeyer, S. H., Althaus, E. J.* u. *Allison, W.:* Rev. Sci. Instr. 18 (1947) S. 488.

[136] *Nenning, P.:* Einfluß der Totzeit von Geiger-Müller-Zählrohren auf die Direktanzeige des zeitlichen Mittelwerts der Impulshäufigkeit. Zs. f. angew. Phys. 6 (1954) S. 145—150.

[137] *Nier, A. O. C.:* A mass spectrometer to routine isotope abundance measurements. Rev. Sci. Instr. 11 (1940) S. 212—216.

[138] *Newton, T. D.:* Phys. Rev. 78 (1950) S. 490.

[139] *Nowton, F. J.:* Phys. Rev. 77 (1950) S. 759.

[140] *Nyquist, A.:* Thermal agitation of electric charge in conductors. Phys. Rev. 32 (1928) S. 110—113.

[141] *Okabe, K.:* A. Ç. Electron multipliers of new design. Rep. Rad. Res. Jap. 5 (1936) S. 1.

[142] *Okabe, K.:* Rep. Rad. Res. Jap. 6 (1936) S. 1.

[143] *Okabe, K.:* Rep. Rad. Res. Jap. 6 (1936) S. 75.

[144] *Ortel, W. C. G.:* A multichannel pulse-height and delay-timr recorder. Rev. Sci. Instr. 25 (1954) S. 164—169.

[145] *Orthuber, R.* u. *Recknagel, E.:* Jb. AEG-Forsch. 6 (1939) S. 86.

[146] *Papp, G.:* The determination of the pulse period of electron multiplier tubes. Rev. Sci. Instr. 19 (1948) S. 568—569.

[147] *Penning, F. M.* u. *Kruithof, A. A.:* Physica 2 (1935) S. 793.

[148] *Post, R. F.:* Performance of pulse photomultipliers. Nucleonics 10 (1952) S. 46—50.

[149] *Preston, J. S.* u. *McDermott, L. H.:* Proc. Phys. Soc. (London) Sect. A 46 (1934) S. 256.

[150] *Ramler, W. J.* u. *Freedman, M. S.:* Rev. Sci. Instr. 21 (1950) S. 922.

[151] *Rank, D. H., Pfister, R. J., Coleman, P. D.:* Journ. Opt. Soc. Amer. 32 (1942) S. 390.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[152] *Rank, D. H., Scott, R. W., Fonsko, M. R.:* Ind. and Eng. Chem. 14 (1942) S. 10, 816.

[153] *Raychman, J. A.* u. *Snyder, R. L.:* An electrically focussed multiplier-phototube. Electronics 13 (1940) S. 20—23.

[154] *Reeves, P.:* Astrophys. Journ. 46 (1917) S. 167.

[155] *Roberts:* Brit. Pat. 318331 (1928/29).

[156] *Robson, J. M.:* Electron multiplier as a counter for 10 keV protons. Rev. Sci. Instr. 19 (1948) S. 865—871.

[156a] *Rodda, S.:* Photoelectric multipliers. McDonald London 1953.

[157] *Rosahl, D.:* Fluoreszenzspektren und Quantenausbeuten einiger fester organischer Substanzen bei UV-Anregung. Ann. Phys. 12 (1953) S. 35—44.

[158] *Rath, L.:* Phys. Rev. 75 (1949) S. 963.

[159] *Rothe, H* u. *Plate:* Telef.-Röhre 7 (1937) S. 94.

[160] *Russel, H. N.:* Astrophys. Journ. 45 (1917) S. 60.

[161] *Saunderson, J. L., Caldecourt, V. J., Peterson, E. W.:* J. Opt. Soc. Amer. 35 (1945) S. 681.

[162] *Sauter, F.:* Zur Statistik bei Elektronen-Vervielfachern. Zs. Naturf. 4a (1949) S. 682—691.

[163] *Schaetti:* Quelques Considerations sur un Tube analyseur pour Fl... Le Vide 5 (1950) S. 739.
Eine Bildzerlegerröhre ohne Speicherung nach Farnsworth für Fl... abtastung. Bull. Schweiz. Elektrotechn. Ver. 40 (1949) S. 598.

[164] *Schaetti, N.* u. *Baumgartner, W.:* ZAMP 1 (1950) S. 268.

[165] *Schaetti, N.:* Helv. Phys. Acta 23 (1950) S. 108.

[166] *Schaetti, N.:* Sekundärelektronen-Vervielfacher. Zs. f. angew. Math. ... Phys. 2 (1951) S. 123—158.

[167] *Schaetti, N.* u. *Baumgartner, W.:* Le Vide 6 (1951) S. 1041.

[168] *Schaetti, N.:* Neue Entwicklungen auf dem Gebiete der Photozelle ... Sekundärelektronen-Vervielfachern. Bull. Schweiz. Elektr. Ver. 42 (... S. 1—7.

[169] *Schottky, W.:* Über spontane Stromschwankungen in verschiedenen ... trizitätsleitern. Ann. Phys. 57 (1918) S. 541—567; Siem. Veröffentl. ... (1937) S. 1.

[170] *Schrader, E. F.:* Rev. Sci. Instr. 21 (1950) S. 883.

[171] *Schillinger, E.:* Phys. Rev. 75 (1949) S. 900.

[172] *Sharpe, I.* u. *Taylor, D.:* Nuclear particle and radiation detectors II. ... Inst. Electr. Engrs. Pt II, 98 (1951) S. 209—230.

[173] *Sherr, R.:* Scintillation counter for the detection of α-particles. ... Instr. 18 (1947) S. 767—770.

[174] *Simon-Suhrmann:* Lichtelektrische Zellen und ihre Anwendung. ... S. 101.

[175] *Sommer, A.:* Photo-Electric Alloys of Alkali Metals. Proc. Phys. Soc. ... (1943) S. 145.

[176] *Sommer, A., Turk, W. E.:* New multiplier phototubes of high sensitivity. J. Sci. Instr. 27 (1950) S. 113—117.

[177] *Suhrmann, R.* u. *Ceesch, H.:* DRP. 656525. (31. 3. 1928.)

[178] *Suhrmann, R.* u. *Berger, W.:* Zs. Phys. 123 (1944) S. 73.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[179] *Swank, R. K., Buck, W. L.:* Pulse-height resolution and photosensitivity. Nucleonics 10 (1952) S. 51—53.
[180] *Sweet, M. H.:* J. Soc. Mot. Pict & Tel. Engrs. 54 (Jan. 1950) S. 34.
[181] *Starke, H.:* Wied. Ann. 66 (1898) S. 49; Ann. Phys. 3 (1900) S. 75.
[182] *Stebbins, J., Whitford, A. E.:* Astrophys. J. 108 (Nov. 1948) S. 413.
[183] *Stone, R. P.:* A Secondary-Emission Electron Multiplier Tube for the Detection of High Energy Particles. Rev. Sci. Instr. 20 (1949) S. 935.
[184] *Stone, R. P.:* A Secondary Emission Electron Multiplier tube for the Detection of high Energy Particles. Rev. Sci. Instr. 20 (1949) S. 935.
[185] *Taschek, R. F.:* Phys. Rev. 74 (1948) S. 1553.
[186] *Taylor, D.:* Radiation and particle detectors in modern nucleonics instruments. J. Brit. Inst. Rad. Engrs. 11 (1951) S. 247—259.
[187] *Taylor, D.* u. *Sharpe, I.:* Nuclear particle and radiation detectors. J. Proc. Inst. Electr. Engrs. Pt II, 98 (1951) S. 174—190.
[188] *Teves, M. C.:* Eine Photozelle mit Verstärkung durch Sekundäremission. Phil. Techn. Rdsch. 5 (1940) S. 261.
[189] *Thom:* Fernsehen u. Tonfilm 6 (1938) S. 84.
[190] *Trost, A.:* Zs. f. Phys. 105 (1937) S. 399.
[191] *Veith, W.:* Les Qualitès et le Mècanisme d'Emission Photoèlectrique des Couches Cèsium-Antimoine. Journ. Phys. Rad. 11 (1950) S. 507—513.
[192] *Weiß, G.:* Z. Techn. Phys. 17 (1936) S. 623.
[193] *Weiß, G.:* Fernsehen u. Tonfilm 6 (1935) S. 53.
[194] *Weiß, G.:* Fernsehen u. Tonfilm 7 (1936) S. 41.
[195] *Wells, F. H.:* Pulse circuits for the millimicrosecond range. J. of the Brit. Inst. of Radio Engrs. (1951) S. 491—503.
[196] *Whitford, A. E., Kron, G. E.:* Rev. Sci. Instr. 8 (1937) S. 78. Photoelectric guiding of astronomical telescopes.
[197] *Winans, R. C.* u. *Pierce, J. R.:* Operation of Electrostatic Photo-Multipliers. Rev. Sci. Instr. 12 (1941) S. 269—277.
[198] *Wouters, L. F.:* Phys. Rev. 74 (1948) S. 489.
[199] *Zworykin, V. K.:* Journ. I. R. E. 73 (1933) S. 437—451.
[200] *Zworykin, V. K., Morton, G. A.* u. *Malter, L.:* The secondary emission multiplier. Proc. I. R. E. 24 (1936) S. 351—375.
[201] *Zworykin, V. K.* u. *Raychman, J.:* Proc. I. R. E. 27 (1939) S. 558.
[202] *Zworykin, V. K.:* Journ. Soc. Mot. Pot. i. Telev. Eng. 55 (1950) S. 227.
[203] ohne Verfasser: Sympiosum on latest developments in scintillation counting. Nucleonics 10 (1952) S. 32—41.

Literatur für Tafeln 1, 3 und 5

[1] *Afanasjewa* u. *Timofeew:* Phys. Zs. Sowjetunion 10 (1936) S. 831.
[2] *Allen, J. S.:* Phys. Rev. 61 (1942) S. 692.
[3] *Allen, J. S.:* An improved electron multiplier particle counter. Rev. Sci. Instr. 18 (1947) S. 739.
[4] *Bay, Z.:* Zs. f. Phys. 117 (1941) S. 227.
[5] *Bruining, H.* u. *de Boer:* Physica 5 (1938) S. 17.
[6] *Bruining, H.* u. *de Boer:* Physica 6 (1939) S. 834.
[7] *Curran, S. C.:* Luminescence and the scintillation counter. London 1953.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

[8] *Dunkelmann, L.* u. *Lange, F.*: Eigenschaften [illegible] of photo-multiplier having quartz and glass [illegible] Zeitschr. f. Instr. 41 (1951) S. 802—804.

[9] *Engstrom, R. W., Stoudenheimer, R. G.* u. *Glover, J. M.*: Photoelectric testing of multiplier phototubes. Nucleonics 10 (1952) S. 58—62.

[10] *Geyer, K. G.*: Ann. Phys. 42 (1942) S. 24.

[11] *Gille*: Z. techn. Phys. 22 (1941) S. 228.

[12] *Gobrecht, H.* u. *Speer, F.*: Zs. f. Phys. 135 (1953) S. 602.

[13] *Graves, J. D.* u. *Koch, G. E.*: A photomultiplier gamma ray detector. Rev. Sci. Instr. 21 (1951) S. 304—307.

[14] *Greenblatt, M. H., Green, W. M., Davidson, P. W.* u. *Morton, G. A.*: Two new photomultipliers for scintillation counting. Nucleonics 10 (1952) S. 44 bis 47.

[15] *Heimann, W.* u. *Geyer, K.*: Elektrotechn. Nachr. 17 (1940) S. 1.

[16] *Johnson, I. B.*: Phys. Rev. 73 (1948) S. 1058.

[17] *Johnson, I. B.* u. *McKay, K. G.*: Phys. Rev. 85 (1952) S. 390.

[18] *Knoll, M., Hachenberg, O.* u. *Randmer, J.*: Z. Phys. 122 (1944) S. 134.

[19] *Kollath, R.*: Ann. Phys. 33 (1938) S. 285.

[20] *Koller, R. L.* u. *Burgeß, J. S.*: Phys. Rev. 70 (1946) S. 571.

[21] *Kron, G. E.*: Test of an RCA Type C-7050 ved sensitive multiplier phototube. Harvard College Observatory Nr. 451 (1947) S. 37–38, aus: Advance in electronics V (1953) S. 93 bzw. 58.

[22] *Kron, G. E.*: Developments in the practical use of photocells for measuring faint light. Astrophys. Journ. 115 (1952) S. 1—13.

[23] *Matthes, I.*: Zs. f. techn. Phys. 22 (1941) S. 232.

[24] *Morton, A.*: RCA-Rev. 12 (1949).

[25] *Mueller*: J. Appl. Phys. 16 (1945) S. 453.

[26] *Rodda, S.*: Photoelectric multiplier. McDonald London 1953.

[27] *Salow, H.*: Ann. Phys. 5 (1950) S. 417—428.

[28] *Salow, H.*: Z. techn. Phys. 21 (1940) S. 8.

[29] *Schaetti*: Helv. Phys. Acta 23 (1950) S. 108.

[30] *Schaetti*: Z. angew. Math. u. Phys. 2 (1951) S. 123—158.

[31] *Sommer, A.* u. *Turk, W. E.*: New multiplier phototubes of high sensitivity. Journ. Sci. Instr. 27 (1950) S. 113—117.

[32] *Zworykin, V. K., Ruedy, J. E.* u. *Pike, E. W.*: Journ. Appl. Phys. 12 (1941) S. 696.

[33] *Zworykin, V. K., Ramberg, E. G.*: Photoelectricity and its application. John Wiley & Sons New York (1949) S. 137.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

24. Die elektrische Leitfähigkeit der Erdalkalioxyde und ihre Bedeutung für die Oxydkatode

Dr. *Tvinchler*, Greifswald

Untersuchungen an Halbleitern sind in den letzten Jahren in immer stärkerem Maße unter den wissenschaftlichen und technischen Arbeiten hervorgetreten. Erst auf Grund von Leitfähigkeitsmessungen konnte der Germaniumtransistor seine **technische** Reife erlangen. Mit der Entwicklung [illegible] Leit**fähigkeitsuntersuchungen** direkt an der Kat[illegible] Hand **in Hand.**

Die Vorstellungen, die heute von dem Mechanismus der [illegible] auf Grund **eines** großen experimentellen Untersuchungsmaterials [illegible] worden sind, **haben** weitgehende Klarheit in diesen Fragenkomplex gebracht. Eines der letzten **Ergebnisse** ist die von *Schockley* gegebene Theorie des Gleichrichtereffektes an Halbleiterkombinationen bzw. Metall-Halbleiterkontakten.

In der Gruppe der Halbleiter faßt man alle Stoffe zusammen, die eine Leitfähigkeit $< 1\ \Omega^{-1}\,\mathrm{cm}^{-1}$ mit einem positiven Temperaturkoeffizienten besitzen. Neben einigen Elementen, wie z. B. Germanium, Bor, Wismut, finden wir eine Vielzahl chemischer Verbindungen, so vor allem die Oxyde und Sulfide, unter den Halbleitern.

Nachdem *Frenkel* im Jahre 1926 [illegible] typischen Ionenkristalle die Existenz einer Ionenfehlordnung erkannte, waren es *Wagner* und *Schottky*, die eine Theorie geordneter Mischphasen aufstellten.

Zur Beschreibung der Erscheinungen der Halbleitung stehen zwei Wege offen, die natürlich beide zum gleichen Ergebnis führen. Der Chemiker und der der Chemie nahestehende Techniker diskutiert die Halbleitung von der **stofflichen** Seite aus, indem er die stofflichen Änderungen wie Ionenumladungen, **Einbau** fremder Ionen, Abweichungen vom stöchiometrischen **Gleichgewicht usw. unter** Benutzung des Massenwirkungsgesetzes **beschreibt.**

Im Gegensatz **hierzu interessieren den Physiker die energetischen Verhältnisse,** die sich am **übersichtlichsten am sogenannten Bändermodell veranschaulichen** lassen. Das **Bändermodell gibt die für die Elektronen des Gitters erlaubten Energie**beträge an.

Um die Entstehung der Energiebänder verstehen zu können, **betrachte man die** Energieterme des Wasserstoffatoms. Das Elektron kann nur ganz **bestimmte** Energiebeträge **besitzen. Es kann nur auf den von *Bohr* eingeführten Quanten**bahnen um den Atomkern umkreisen. Zwischen diesen Bahnen bzw. Termen liegen für das Elektron verbotene Zonen. Vergleicht man mit dem Termschema des Wasserstoffatoms das des Helium-Ions, so stellt man fest, daß beim Helium-Ion die Anzahl der Terme doppelt so groß ist wie beim Wasserstoffatom. Dieses Helium-Ion kann man als das einfachst mögliche Gitter ansehen, ein Gitter, das aus zwei Wasserstoffkernen und einem Elektron besteht. Dieser Vergleich weist uns den

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Weg, wie sich die Elektronenterme ändern werden, wenn nicht zwei Bausteine, sondern n (n in der Größenordnung der Loschmidtschen Zahl) sich zum Gitter vereinigen. Jeder Energieterm des Gitterbausteins spaltet bei Anwesenheit von n weiteren gleichen Bausteinen in n Terme auf. Diese n Terme ($\sim 10^{23}$) faßt man in einem Energieband zusammen. Da jeder Term von zwei Elektronen besetzt werden kann, können also in einem Band $\sim 2 \cdot 10^{23}$ Elektronen untergebracht werden. In der Zone zwischen den Bändern dürfen sich (beim Idealkristall) keine Elektronen aufhalten. Exakter gesagt, es gibt keine Elektronen mit Energiewerten, die zwischen denen der Bänder liegen.

Aus dem eben Gesagten können wir sofort die Lage und Besetzungsdichte der Bänder für einen Metalleiter angeben. Im obersten Band, dem sogenannten Leitfähigkeitsband, muß ein Teil der Plätze mit Elektronen besetzt sein. Ein teilweise aufgefülltes Band gestattet den Elektronen freie Bewegungsmöglichkeit im Gitter.

Die Energiebandschemata der Halbleiter sollen im folgenden diskutiert werden. Der Eigenhalbleiter zeichnet sich dadurch aus, daß die elektrische Leitfähigkeit sowohl von Elektronen wie von Defektelektronen hervorgerufen wird. Wir bezeichnen als Defektelektronen fehlende Elektronen im Gitter. Es sind also Elektronenlöcher vorhanden. Über diese Löcher kann ein Elektron weitergereicht werden, es kann also ein Ladungstransport stattfinden. Dieser Wanderung von Elektronen über die Löcher ist nun vollkommen äquivalent die folgende allgemein übliche Betrachtungsweise. Es wandern „Defektelektronen", d. h. die Elektronenlöcher, in genau umgekehrter Richtung durch den Kristall wie die Elektronen.

Die Darstellung der Eigenhalbleitung an Hand des Bändermodells ist sehr übersichtlich. Am absoluten Nullpunkt (— 273° C) ist der Eigenhalbleiter ein Isolator. Das oberste Valenzband ist vollkommen mit Elektronen aufgefüllt, das Leitfähigkeitsband leer. Der Bandabstand zwischen oberstem Valenzband und Leitfähigkeitsband ist so gering, daß die den Elektronen zugeführte thermische Energie bei einigen 100° C ausreicht, eine ansehnliche Menge Elektronen aus dem Valenzband in das Leitfähigkeitsband hinaufzuheben. Sowohl die Elektronen im Leitungsband wie auch die Elektronenlöcher im Valenzband tragen zum Ladungstransport im Gitter bei.

Etwas anders liegen die Dinge beim Elektronenüberschuß- und beim Elektronendefekthalbleiter. Bei diesen Halbleitern ist der Bandabstand im allgemeinen so groß, daß die normale thermische Energie nicht dazu ausreicht, Elektronen in größerer Anzahl in das Leitfähigkeitsband hinaufzuheben.

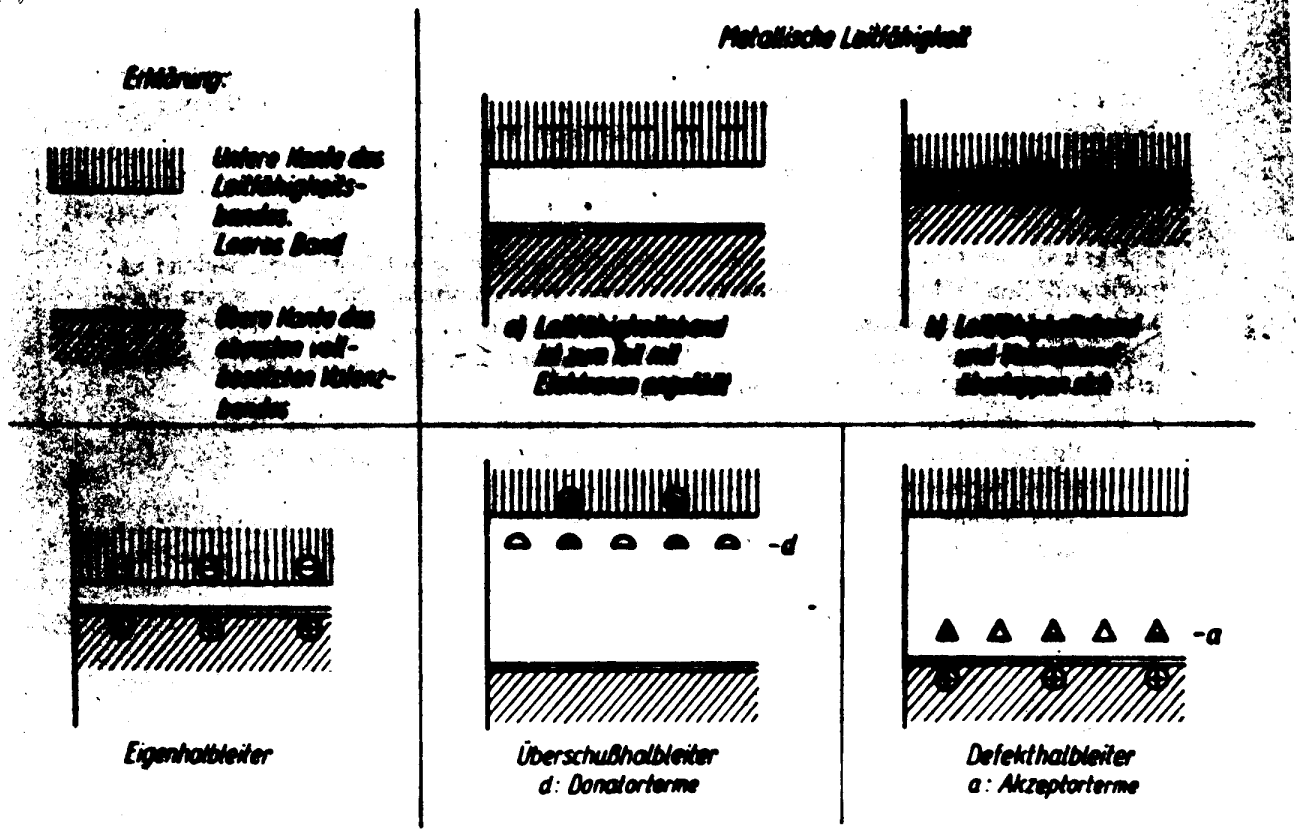
Das Bändermodell in der bisher zugrunde gelegten Art trifft nur für den Idealkristall am absoluten Nullpunkt zu. Idealkristalle stehen uns nicht zur Verfügung. In jedem Kristall, auch im sorgfältigst gezogenen Einkristall sind Fehlstellen, Abweichungen vom Idealkristall vorhanden. Unbesetzte Gitterstellen, Ionen auf Zwischengitterplätzen, fremde Ionen auf Gitter- oder Zwischengitterplätzen, auch die Schwingungsbewegung der Gitterbausteine bei Temperaturen oberhalb des absoluten Nullpunktes faßt man im allgemeinen unter dem Begriff „Störstellen" zusammen. Diese fehlgeordneten Ionen besitzen „artfremde" Energiewerte für die Elektronen, die nicht mit den Energiebändern des [illegible] zusammenfallen brauchen. In die verbotene Zone werden durch die Störstellen diskrete erlaubte Terme eingebaut. Ihre Anzahl ist direkt der Anzahl der Gitterfehlstellen proportional.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Man unterscheidet zwei Arten dieser Terme: 1. Donatoren sind Terme, die mit Elektronen besetzt sind und diese bei Anregung an das Leitfähigkeitsband abgeben können. 2. Akzeptoren sind freie Terme, die Elektronen aus dem Valenzband aufnehmen können.

Alle Realkristalle, die vorwiegend Donatorenterme besitzen, sind Elektronenüberschußhalbleiter. Die Ablösearbeit für die Elektronen ist dabei um so geringer, je kleiner die Energiedifferenz zwischen Leitfähigkeitsband und Donatorterm ist. Liegen dagegen vorwiegend Akzeptorterme in der Nähe des Valenzbandes vor,



3.6.1

Bild 1. Übersicht über die Energiebandschemata der Leiter und Halbleiter

so vermögen diese aus dem Valenzband heraus Elektronen aufzunehmen. Über die im Valenzband zurückgebliebenen Elektronenlöcher findet eine Defektleitung statt. Diesen Halbleitertyp bezeichnen wir als Elektronendefekthalbleiter. In Bild 1 sind die Bändermodelle für die besprochenen Halbleiter zusammengestellt.

In der von *Schottky* angegebenen Schreibweise soll zu jedem Halbleitungstyp ein Beispiel angeführt werden.

Man kann für den Eigenhalbleiter CuO die folgende Dissoziationsgleichung ansetzen:

$$CuO_{ungest} \rightleftharpoons - + \qquad (1)\ ^{1})$$

oder korrekter

$$Null \rightleftharpoons - + .$$

[1]) Erklärung der benutzten Symbole s. am Schluß des Aufsatzes.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Die Frage nach der stofflichen Bindung des quasifreien Elektrons bzw. des Defektelektrons kann auf zwei Weisen beantwortet werden. Eine endgültige Entscheidung für den einen oder anderen Fall ist heute noch nicht möglich

$$\mathrm{CuO_{ungest}} \rightleftharpoons \mathrm{Cu^{+}} + \mathrm{Cu^{+++}}$$
$$\mathrm{CuO_{ungest}} \rightleftharpoons \mathrm{Cu^{+}} + \mathrm{O^{-}}. \qquad (2)$$

Die Dissoziationsgleichung des *n*-Leiters ZnO hat folgende Gestalt

$$\mathrm{ZnO_{ungest}} \rightleftharpoons \mathrm{O}\,\square'' + 2\ominus + {}^1/_2\,\mathrm{O_2^{(g)}}$$
$$\text{bzw. Null} \rightleftharpoons \mathrm{O}\square'' + 2\ominus + {}^1/_2\,\mathrm{O_2^{(g)}}. \qquad (3)$$

Der *n*-Leiter besitzt einen Sauerstoffionenunterschuß. Im Gegensatz hierzu weist der *p*-Leiter einen Sauerstoffionenüberschuß. Man bezeichnet beide Halbleiter daher auch als Reduktions- bzw. Oxydationshalbleiter.

Die Dissoziationsgleichung des *p*-Leiters NiO lautet:

$$^1/_2\,\mathrm{O_2^{(g)}} \rightleftharpoons \mathrm{NiO} + \mathrm{Ni}\,\square'' + 2\oplus. \qquad (4)$$

Nach dieser Übersicht über die Halbleitertypen soll gezeigt werden, welche experimentellen Untersuchungsmethoden eine Entscheidung für den einen oder anderen Typ erbringen.

Aus der Temperaturabhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit kann die Ablöse-arbeit für die Elektronen bestimmt werden.

Bei der Messung der Sauerstoffdruckabhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit oder allgemeiner der Abhängigkeit vom Metalloidpartialdruck zeigen die drei Halbleitertypen verschiedenartiges Verhalten.

Die elektrische Leitfähigkeit des Eigenhalbleiters ist vom Metalloidpartialdruck unabhängig. Dagegen nimmt die elektrische Leitfähigkeit beim Elektronenüberschußleiter mit steigendem Metalloidpartialdruck ab, während sie beim Elektronendefektleiter mit steigendem Metalloidpartialdruck zunimmt. Dieses unterschiedliche Verhalten ist aus den Gln (1), (3), (4) sofort abzulesen.

Sehr aufschlußreich sind Messungen der elektrischen Leitfähigkeit in Abhängigkeit von anderswertigen Zusätzen. Die Menge dieser Zusätze variiert in den meisten Fällen etwa zwischen 10^{-6} und 1 Mol%. Größere Mengen führen oft zu unübersichtlichen Verhältnissen. Durch die Zugabe von Fremdionen wird die Anzahl der Donator- bzw. Akzeptorterme geändert. Wie wir sehen, ist die elektrische Leitfähigkeit von der Anzahl dieser Störterme abhängig.

Der Zusatz eines niederwertigeren Oxydes soll durch die folgende Reaktionsgleichung am NiO gezeigt werden.

$$\mathrm{Li_2O} + {}^1/_2\,\mathrm{O_2^{(g)}} \rightleftharpoons 2\,\mathrm{Li}\bullet'(\mathrm{Ni}) + 2\oplus + 2\,\mathrm{NiO}$$

Beim Elektronendefekthalbleiter wird die Zahl der Ladungsträger (Defektelektronen), wie die obige Gleichung zeigt, erhöht. Die elektrische Leitfähigkeit also zu.

Beim *n*-Leiter wird die Zahl der Ladungsträger durch Zusatz eines niederwertigeren Oxydes herabgesetzt. Die elektrische Leitfähigkeit

$$\mathrm{Li_2O} + {}^1/_2\,\mathrm{O_2^{(g)}} + 2\ominus \rightleftharpoons 2\,\mathrm{Li}\bullet(\mathrm{Zn})$$

[illegible] = *n*-Leiter,
[illegible] = *p*-Leiter.

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Genau entgegengesetzt liegen die Verhältnisse bei Zusatz eines höherwertigen Oxydes.

$$Cr_2O_3 + 2\,\oplus \rightleftharpoons 2\,Cr_{\bullet}^{\bullet}(Ni) + 2\,NiO + {}^1/_2\,O_2^{(g)}$$
$$Cr_2O_3 \rightleftharpoons 2\,Cr_{\bullet}^{\bullet}(Zn) + 2\,ZnO + {}^1/_2\,O_2^{(g)} + 2\,\ominus . \qquad (7)$$

Beim Eigenhalbleiter nimmt die Leitfähigkeit bei Zusatz eines beliebigen Fremdoxydes zu. (Vgl. hierzu Bild 2.)

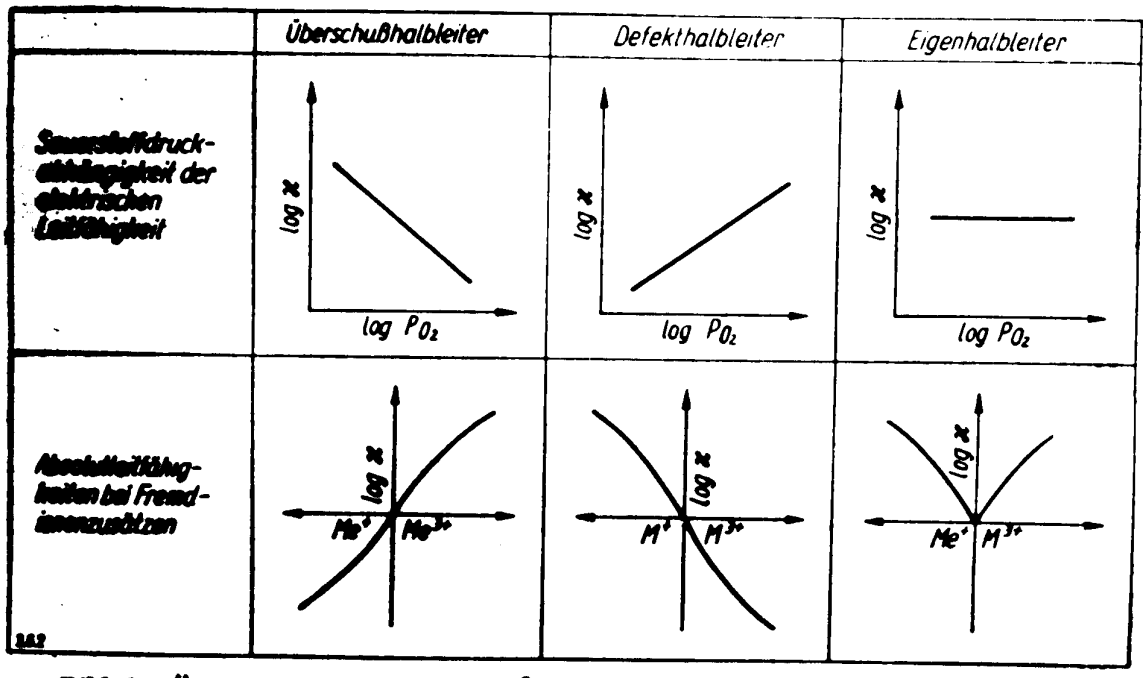


Bild 2. Übersicht über die Abhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit vom Sauerstoffdruck und von Fremdoxydzusätzen

Man erkennt an dieser kurzen Übersicht, daß die Absolutleitfähigkeit in weiten Grenzen variiert werden kann. Es sei erwähnt, daß auch der Leitungscharakter durch Zusätze oder z. B. durch Neutronenbeschuß geändert werden kann.

Messungen des Hall-Effektes und der Thermokraft lassen ebenfalls eine Entscheidung zwischen *p*- und *n*-Leitung zu.

Für die Aufklärung des Mechanismus der Glühelektronenemission von Erdalkalioxyden ist die Kenntnis der elektrischen Leitfähigkeit von Bedeutung. Schon bald wurde von *Heinze*, *Wagener* und anderen Autoren nachgewiesen, daß formierte Oxydkatoden einen Sauerstoffionenunterschuß besitzen. Die an Oxydpulvern durchgeführten Messungen der elektrischen Leitfähigkeit ergaben lange Zeit kein einheitliches Bild über den Leitungsmechanismus, da sich die in Luft durchgeführten Messungen von den im Vakuum durchgeführten quantitativ merkbar unterschieden.

Spanner **erkannte den Zusammenhang zwischen Leitfähigkeit und Emission als erster. Er konnte zeigen, daß sich die Leitfähigkeit bei Aktivierung, Vergiftung usw. in gleicher Richtung ändert wie der Emissionsstrom. Die Leitfähigkeit ist dem Sättigungsstrom proportional. In den Jahren nach 1950 waren es *Wright***

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

und japanische Autoren, die die Leitfähigkeit des BaO und SrO eingehend untersuchten. Zur gleichen Zeit wurde am Institut für physikalische Chemie in Greifswald die elektrische Leitfähigkeit des CaO untersucht.

Die Messungen wurden an Preßlingen aus hochgereinigtem CaO durchgeführt. Als Kontaktmaterial diente Gold. Die Meßtemperatur betrug 600° C, in Einzelfällen von 20° C bis 1200° C.

Übereinstimmend wurden Erdalkalioxyde als amphotere Halbleiter erkannt. Bei Sauerstoffpartialdrücken $>10^{-2}$ Torr verwandelt sich die *n*-Leitung in eine *p*-Leitung (Bild 3, Kurve *1*).

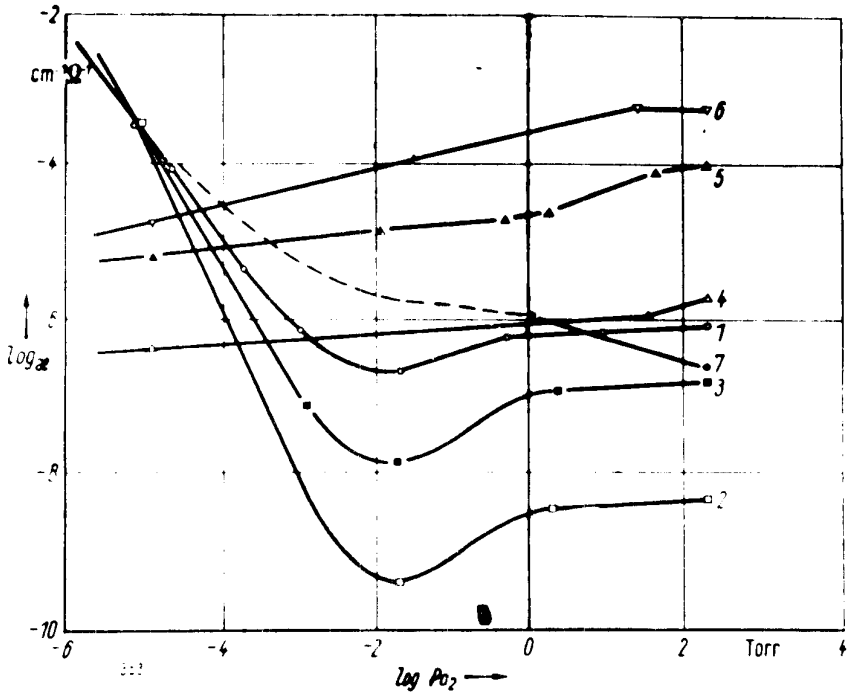


Bild 3. Sauerstoffdruckabhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit
1 CaO; *2* CaO + 0,1 Mol% Y_2O_3; *3* CaO + 2,0 Mol% Y_2O_3; *4* CaO + 0,5 Mol% Li_2O; *5* CaO + + 10 Mol% Li_2O; *6* CaO + 2,0 Mol% Li_2O; *7* CaO + 10 Mol% La_2O_3

Bei einem Sauerstoffpartialdruck von 10^{-2} Torr und einer Temperatur von 600° C ist CaO stöchiometrisch zusammengesetzt und besitzt eine Eigenfehlordnung. Wir können hier genau wie beim CuO formulieren:

$$\text{Null} \rightleftharpoons \ominus + \oplus .$$

Bei Sauerstoffdrucken $>10^{-2}$ Torr muß man vorwiegend mit einer Chemisorption von Sauerstoff rechnen:

$$^1/_2\, O_2^{(g)} \rightleftharpoons O_{\text{Chemisorp}} + \oplus .$$

Die *n*-Leitung bei Sauerstoffpartialdrucken $<10^{-2}$ Torr zwingt zur Annahme, daß CaO auch in der Lage ist, Sauerstoff aus dem Gitter [illegible]

$$\text{Null} \rightleftharpoons O\,\square'' + 2\ominus + {}^1/_2\, O_2^{(g)} .$$

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Die Ergebnisse der Leitfähigkeitsmessungen mit Fremdoxydzusätzen sind in Bild 3 aufgetragen. Sie bestätigen die Ergebnisse am reinen CaO, zeigen aber gleichzeitig, daß z. B. schon ein Zusatz von 0,5 % Li_2O die Ausbildung der n-Leitung des CaO im Hochvakuum unterbindet.

Bild 4 zeigt den Verlauf einer „Vergiftung" mit Sauerstoff. Auf die im Hochvakuum befindliche Pastille wirkte Sauerstoff mit einem Partialdruck $>10^{-6}$ Torr kurzzeitig ein. Die momentane Abnahme der Leitfähigkeit um vier Zehnerpotenzen bei einer Meßtemperatur von 600° C läßt annehmen, daß nur in dünnen Randschichten Sauerstoff aus dem CaO eingebaut worden ist, daß also p-leitende CaO-

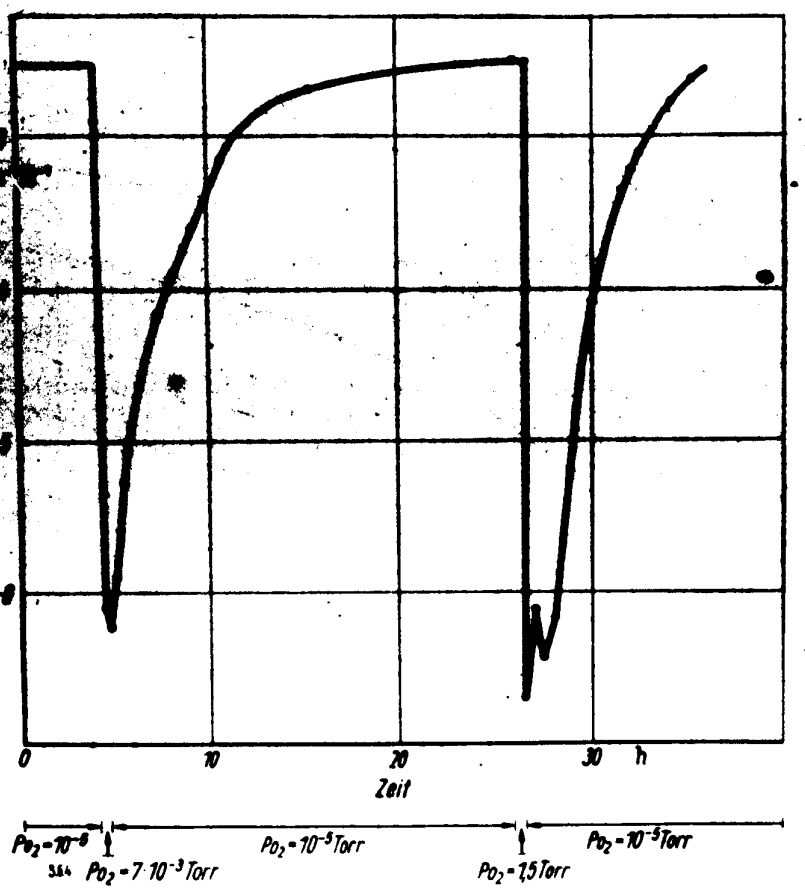


Bild 4. Änderung der n-Leitung bei kurzzeitiger Sauerstoffeinwirkung

Kristallite mit *n*-leitenden Randschichten umgeben sind. An diesen Randschichten wird der Sauerstoff sofort chemiesorbiert und entreißt dem Gitter Elektronen. Beim Abpumpen des Sauerstoffs wird der ursprüngliche Wert der Leitfähigkeit in verhältnismäßig kurzer Zeit wieder erreicht. Wirkt der Sauerstoff längere Zeit auf das CaO ein, so wird die *n*-leitende Randschicht mehr und mehr zerstört. Ihre Regeneration bedarf viel längerer Zeiten (Bild 5).

Bei Oxydkatoden setzt sich die Gesamtaustrittsarbeit aus der sogenannten inneren und äußeren Austrittsarbeit zusammen. Die äußere Austrittsarbeit ist

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

dabei wie an Metalloberflächen der Potentialsprung zwischen der Oberfläche des Oxydes und dem Vakuum. Als innere Austrittsarbeit definiert man die Energie, die im Mittel aufgebracht werden muß, um die Elektronen aus den Donatortermen in das Leitungsband anzuheben. Diese innere Austrittsarbeit ist also abhängig von der Lage der Donatorterme und ihrer Anzahl. Sie ist dem Emissionsstrom umgekehrt proportional.

Für die Temperaturabhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit gilt die Beziehung

$$\varkappa = A e^{-w/kT},$$

A Mengenkonstante, k Boltzmann-Konstante,
w innere Austrittsarbeit, T absolute Temperatur.

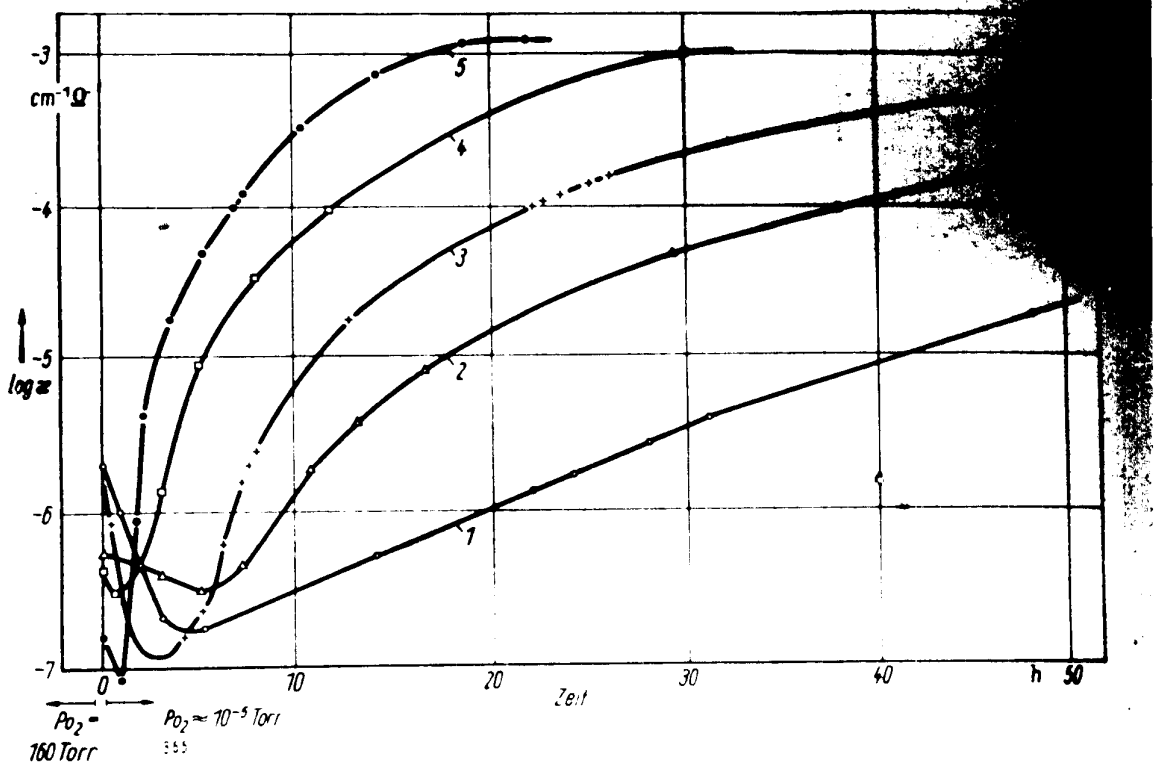


Bild 5. Abhängigkeit der Desorptionsgeschwindigkeit von der Sauerstoffbeladungszeit.
Einwirkungsdauer des Sauerstoffes
1 —, *2* ca. 48 h; *3* ca. 2 h; *4* ca. 20 min; *5* ca. 1 s

Trägt man $\log \varkappa$ gegen $1/T$ auf, so erhält man eine Gerade mit dem Steigungsmaß w/k. Es kann also aus der Steigung die Ablösearbeit berechnet werden.

In Bild 6 und 7 sind die Kurven $\log \varkappa$ gegen $1/T$ einmal für die Messung der elektrischen Leitfähigkeit bei einem Sauerstoffdruck von 160 Torr, zum anderen bei einem Sauerstoffdruck von $\approx 10^{-5}$ Torr aufgetragen. Vergleicht man in beiden Bildern, so sieht man, daß die Steigung bei beiden gleich ist. Bei Li_2O-Zusatz zum CaO ist die Elektronenemission vom Sauerstoffdruck, ein Ergebnis, das man auf Grund der ... 8 dargestellt sind, zu erwarten hatte. Ganz anders ...

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

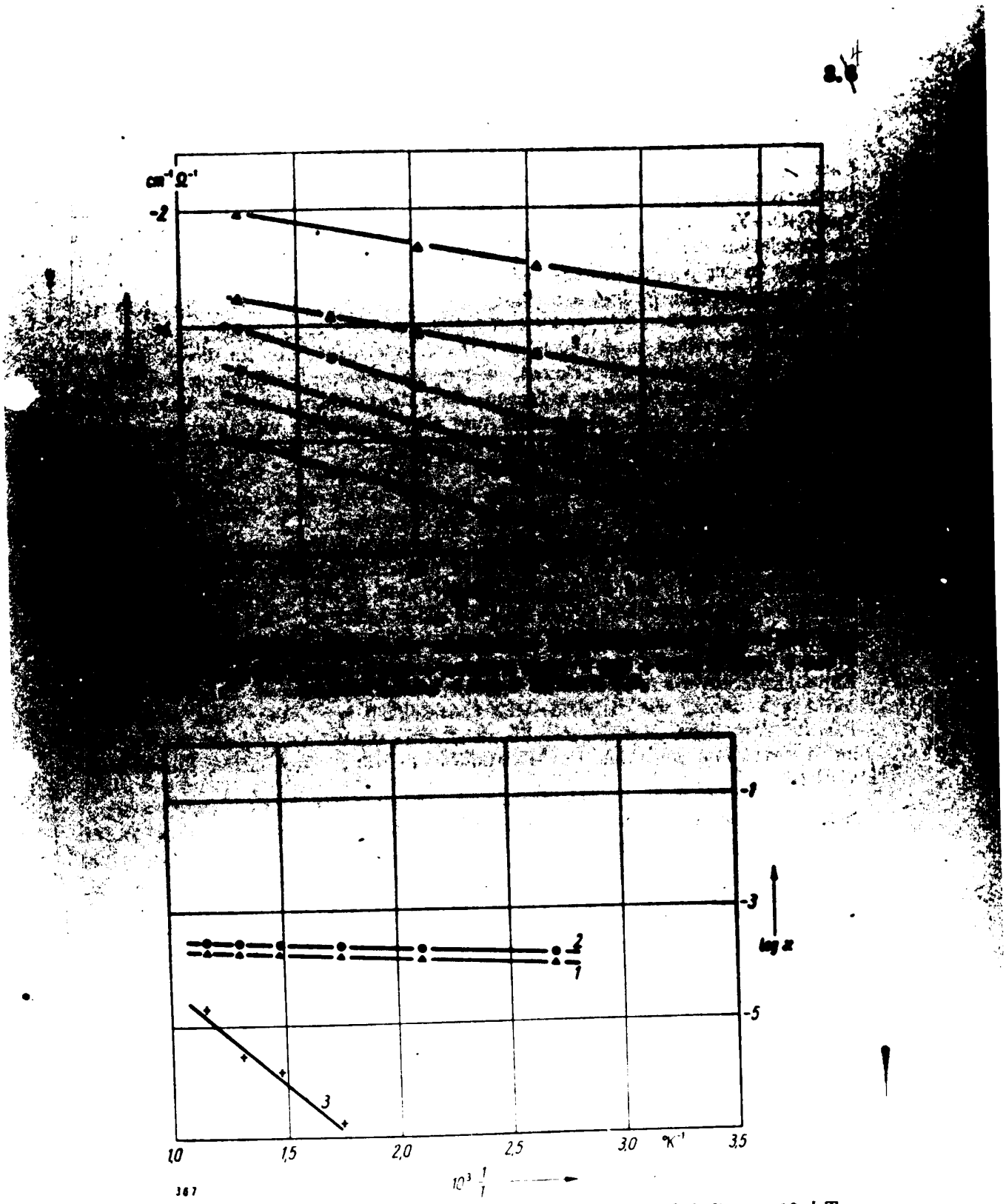


Bild 7. *Temperaturabhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit bei* $P_{O_2} \approx 10^{-5}$ Torr

1 CaO + 0,1 Mol% Y_2O_3; *2* CaO + 2,0 Mol% Y_2O_3; *3* CaO + 1 Mol% Li_2O

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3

inneren Austrittsarbeit beim CaO und bei $CaO-Y_2O_3$-Mischoxyden. Hier stimmen bei Sauerstoffdrucken $>10^{-2}$ Torr die inneren Austrittsarbeiten mit denen der $CaO-Li_2O$-Mischoxyde überein. Bei einem Sauerstoffdruck von 10^{-5} Torr ist die innere Austrittsarbeit um mehr als eine Zehnerpotenz kleiner. Die Leitfähigkeit von $CaO-Y_2O_3$-Mischoxyden liegt bei Zimmertemperatur bei $10^{-4}\ \Omega^{-1}\ cm^{-1}$. Eine Extrapolation der Kurve *3* in Bild 7 auf Zimmertemperatur führt zu einer Leitfähigkeit in der Größenordnung von $10^{-13}\ \Omega^{-1}\ cm^{-1}$.

In der Literatur findet man Werte der inneren Austrittsarbeit für BaO und (BaSr)O, die zwischen 0,18 und 0,6 eV variieren. Der sich aus unseren Messungen ergebende Wert liegt noch tiefer als 0,18 eV. Wie man schon an diesen Schwankungen der Literaturwerte erkennt, stehen der exakten Bestimmung der Austrittsarbeit große Schwierigkeiten entgegen. Diese liegen darin, daß im Vakuum eine dünne Randschicht *n*-leitend ist und über ihre Dicke und ihre Leitfähigkeit nur sehr ungenaue Angaben gemacht werden können. Die Berechnung in Bild 7 erfolgte aus den geometrischen Abmessungen der Probe. Die Leitfähigkeit des *n*-leitenden CaO kann um mehrere Zehnerpotenzen [illegible] erhöht sich ebenfalls mit Verbesserung des Vakuums.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß man durch die angegebenen Messungen einen klaren Überblick über das Verhalten der elektrischen Leitfähigkeit gewonnen hat. CaO und auch BaO und SrO sind in ihrem Verhalten ausgesprochene Halbleiter, ein Halbleitertyp, den man bis dahin unter den Oxyden nicht kannte. Die Ergebnisse der kinetischen Messungen bestätigen aufs neue die schon bekannte Proportionalität zwischen elektrischer Leitfähigkeit und Emissionsstrom. Der Emissionsstromverlauf bei der „Vergiftung" einer Oxydkatode zeigt die gleiche zeitliche Änderung wie die elektrische Leitfähigkeit bei „Vergiftung" einer CaO-Pastille. Aus diesen Messungen muß gleichzeitig darauf geschlossen werden, daß im Hochvakuum *p*-leitende CaO-Kristallite mit dünner *n*-leitender Randschicht vorliegen.

Erklärung der benutzten Symbole

$\ominus$	quasifreies Elektron,
$\oplus$	Defektelektron,
$\square^{\cdot}$	positiv geladene Leerstelle im Grundgitter,
$\square'$	negativ geladene Leerstelle im Grundgitter,
$Li\bullet'$ (Ni)	Lithium-Ion auf einem Ni-Ionen-Gitterplatz.

Literatur

[1] *Herrmann, G.*, u. *S. Wagener:* Die Oxydkatode. Leipzig 1950.
[2] *Wright, D. A.:* Nature Lond. 164 (1949) 714.
[3] *Ishikawa, Y., T. Sato, K. Okamura* u. *T. Sasaki:* Phys. Rev. **84 (1951) 321.**
[4] *Hauffe, K.:* Ergebnisse d. exakten Naturwiss. 25 **(1951) 193.**
[5] *Hauffe, K.* u. *G. Tranckler:* Z. Phys. 136 **(1953) 166.**

Approved For Release 2008/02/07 : CIA-RDP83-00418R004000090004-3